



中國電子學會
Chinese Institute of Electronics

2008年 全國軍事微波技術 ——學術會議論文集——

呂 昕 王學田 周建明 李 炎 主編

MMW' 2008/貴陽



電子工業出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>

中国电子学会微波分会

2008 年全国军事微波 技术学术会议论文集

(MMW'2008/贵阳)

吕 昕 王学田 周建明 李 炎 主编

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

2008 年全国军事微波技术学术会议论文集汇集了来自全国高等学校、研究所、企业单位、测控中心等 30 多个单位在军事微波技术学科及其应用领域内近期的科研成果, 内容包括军事微波技术分析和设计、军事微波技术标准和测试、军事微波技术建模和仿真等以及与军事微波技术三要素相关的产品和元器件的建模、仿真、分析、设计和测试等。

本论文可供从事军事微波技术教学、科研、工程应用的专家和学者们参考。

未经许可, 不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。

版权所有, 侵权必究。

广告经营许可证 京海工商广字第 0258 号

图书在版编目(CIP)数据

2008 年全国军事微波技术学术会议论文集(MMW'2008/贵阳) / 吕昕等主编. —北京: 电子工业出版社, 2009.1
ISBN 978-7-121-06547-7

I .2… II. 吕… III. 微波技术—应用—军事—学术会议—文集 IV.E919-53

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2008)第 210377 号

责任编辑: 竺南直

印 刷: 北京季蜂印刷有限公司

装 订:

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1 092 1/16 印张: 16.75 字数: 428 千字 彩插: 4

印 次: 2009 年 1 月第 1 次印刷

定 价: 68.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zlt@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线: (010) 88258888。

2008 年全国军事微波技术学术会议 (MMW'2008/贵阳)

主办单位：中国电子学会微波分会

承 办：北京理工大学

赞助单位：西安恒达微波集团

北京西宝电子技术有限责任公司

国营第九七〇厂微波毫米波技术研究所

南京山玄科技有限公司

西安博亚微波有限公司

2008 年全国军事微波技术学术会议 (MMW'2008/贵阳)

大会主席：吕 昕 北京理工大学

学术委员会

主 席：王学田 北京理工大学

副主席：徐瑞敏 电子科技大学

杨 林 西安电子科技大学

赵 岩 中国航天科工集团三十五研究所

委 员：张 斌 中国电子科技集团公司第五十五研究所

田立卿 中国航天科技集团第七零四研究所

夏 蓉 国营第九七〇厂微波毫米波技术研究所

吴 群 哈尔滨工业大学

周建明 北京理工大学

陈为沛 中国兵器工业集团第二零六研究所

邹涌泉 中国电子科技集团公司第十所

秘 书：周建明 北京理工大学

组织委员会

主 席：王学田 北京理工大学

委 员：周建明 北京理工大学

薛正辉 北京理工大学

李伟明 北京理工大学

李 炎 北京理工大学

前 言

随着科学技术、军事技术及各种建设事业的发展，电磁环境及电磁干扰与兼容性问题引起国际国内社会的广泛关注。当今军事微波技术已发展为专门的学科，它涵盖科学和技术的多个领域，涉及数学、物理、电磁理论、电路理论、材料学、生物电磁学、计算电磁学、宇航学、军事学等及其相应的工程技术问题。世界各国均给予高度的重视，开展了广泛地研究及应用。国内近三十年来，随着改革开放、国民经济的高速发展，军事微波技术的研究和应用，在推动国家建设和国防建设方面取得了巨大进展，在这个时代背景下举行本次全国军事微波技术学术会议，既有其普遍意义，又有其特定的历史意义。

本次会议由中国电子学会微波分会主办，由北京理工大学承办，在进一步不断推进我国军事微波技术事业发展和推陈出新、加强学术交流的大环境下，本次会议得到众多单位的上百名学者的大力支持。会议共收到来自全国各研究所，高等学校，公司企业，台站和部队单位的论文稿共 48 篇，大会报告论文 5 篇。会议期间除论文报告作者到会外，数家公司和数个学报的编委也到现场从多角度参加学术交流，以促进我国军事微波技术事业的发展。为了进一步巩固会议成果和促进进一步的交流，我们编制了本次会议论文集。相信这个集子能集中反映会议交流的主要成果，并对未来进一步加强学术交流，促进我国军事微波技术的发展起到推波助澜的作用。

目 录

基于 CDMA 的无线智能网在军事通信中的应用	庞雄昌 谭 薇 刘梧林 (1)
Jones 向量的复标量表示及在极化中的应用	王海江 皮亦鸣 (7)
PI-CFDTD 方法在斜切口矩形波导天线仿真中的应用	张 岩 吕善伟 张 军 薛明华 (15)
S 波段四元阵一体化辐射单元	刘新琼 杜卫民 杨 林 (21)
S 波段小型化 Drop-in 环行器的研制	陆敬文 金国庆 唐正龙 (26)
W 波段微带二倍频器设计	王雁翔 胡皓全 (29)
X 波段小型化 Drop-in 环行器的研制	金国庆 唐正龙 刘旷希 (35)
阶梯型金属膜片加载的方波导圆极化器的研究	杨 龙 伍捍东 高宝建 魏茂华 (39)
分集天线在 modem 手机上的设计与实现	海 宇 马大鹏 王 昆 (45)
共形微带贴片天线性能研究	陈建军 熊庆旭 吕善伟 张 岩 聂熹尧 (50)
国外毫米波电扫描技术	彭祥龙 (54)
天线罩对线天线/线天线阵影响的快速多极子计算	郑 颖 徐晓文 胡 冰 赵 峻 (65)
基于功率倒置法的空时自适应抗干扰分析	任燕飞 何海丹 张 云 兰 海 (71)
一种基于左右手复合传输线的新型环形电桥	李树良 张德斌 凌天庆 (77)
基于新型 EBG 结构的低仰角微带天线阵列研究	张 岩 吕善伟 张 军 郭 瑞 (85)
调频步进雷达信号参数设计与仿真	李保雪 张 冰 费元春 赵 琦 (92)
天线近场测试新技术综述	邓 斌 胡明春 李建新 (99)
V 形开槽宽带微带天线 HFSS 仿真	王 伊 杨 林 (104)
小型化平面加载单极子天线的设计	温 刚 张 云 (107)
星载双频信标接收机	杜起飞 孙越强 刘正廷 陶 鹏 白伟华 (111)
一种新型三阻带单极子天线	栗 曦 杨 林 (114)
一种新颖的 Ka 波段紧缩场馈源的设计方法	杨彦炯 杨 林 (118)
超宽带穿墙雷达及其精确定时技术的实现	张 冰 李保雪 周建明 (123)

一种紧凑的 LTCC 发夹带通滤波器的设计.....	李 平	徐锐敏	王志刚	(128)
X 波段空气板线馈电网络设计.....	司 军	王学良	冯 镡	郑一农 (134)
基于 SIW 感性窗的 X 波段滤波器设计.....	王六春	虞 萍	杨 涛	(140)
K 波段 LTCC 窄带滤波器设计	钟 华	王志刚	徐锐敏	(146)
Y 型缝隙可调频率选择表面.....	张成刚	张 强		(150)
耦合型任意分配比功分器.....	崔文耀	张德斌		(154)
C/X 频段功放链路幅相特性仿真分析	刘 峰	刘 波	田立卿	(160)
基于认知无线电技术的射频前端在军事系统中的应用	刘庆军	田立卿	李秉常	(166)
窄边波导缝隙行波阵的低副瓣设计.....	史永康	丁晓磊	丁克乾	徐 磊 赵 波 (170)
采用数学方法实现环路滤波器设计.....	潘成冬	延 波	徐锐敏	(175)
W 波段波导——共面波导过渡的研究与设计	马晓星	徐锐敏	詹铭周	(180)
微波相位干涉仪测角解模糊算法研究.....	郑先宝	杜自成	何树权	(186)
单脉冲波束锐化技术的研究.....			万红进	(189)
微波通信中的扩频技术.....			刘志红	(194)
八毫米宽带低噪声放大器研制.....	匡 珩	国云川	徐锐敏	(198)
THz 天馈网络中极化栅格金属板研究.....	陈劫尘	王学田		(205)
W 频段 LTCC 微带到矩形波导过渡结构研究.....	辜 霄	王志刚	延 波	徐锐敏 (211)
一种宽带功率均衡器的设计与实现.....	张 雷	喻 胜	延 波	(216)
毫米波脉冲调制器设计.....	刘永星	詹铭周	徐锐敏	(222)
新颖的毫米波介质集成折叠波导滤波器.....	邱频捷	延 波	徐锐敏	(226)
Ka 频段同轴波导空间功率合成技术	肖馥林	文光俊	金海炎	(232)
GaN 功率放大器设计.....	杨 光	国云川	徐锐敏	(236)
A Microstrip Pseudo-Elliptic Function Filter with Square Open-Loop Resonators	Yuan Liu	Zhigang Wang	Bo Yan	Ruimin Xu (242)
毫米波超宽带集成开关滤波组件.....	赖邱亮	徐锐敏	王志刚	(248)
220GHz 高方向性天线设计.....	王学田	房丽丽	张 哲	袁 勇 (255)

基于CDMA的无线智能网在军事通信中的应用

庞雄昌 谭 薇 刘梧林

(西安通信学院 陕西 西安 710106)

摘 要: 通过分析基于 CDMA 的无线智能网的发展现状,给出了一种采用智能网思想,在公众移动网的实体上开展军事智能业务的军用无线智能网体系结构。围绕该结构,文章分析了民用 CDMA 网在军事通信中的应用前景,指出构建军用无线智能网是我军现行军事通信体系的完善与补充,是我军军事通信现代化建设的发展方向。

关键词: CDMA 无线智能网 军事通信

Applications of Wireless Intelligent Network Based on CDMA in Military Communication

Tan Wei Liu Wulin Liu ruipeng

(Xi'an Communication Institute, Xi'an 710106)

Abstract: Throughout analyzing the development of wireless intelligent network, the paper puts forward a system structure based on military wireless intelligent network. The system adopts the intelligence network structure, carrying out the military intelligence operation on the public CDMA network. The paper analyzes the applied foreground of public CDMA network in Military Communication based on the structure. It points out that constructing the military wireless intelligent network is useful to developing our military communication.

Key words: CDMA, WIN, Military Communication

1 引言

现代战争是一个由诸军兵种联合参与的信息化战争,军事通信是打赢一场现代战争的前提条件。随着通信技术向数字化、综合化、智能化方向发展,军事通信网的发展日新月异。

从军事战略、战术的角度出发,为了维护战时及和平时期的军事通信保障,适应军事指挥的高机动性、隐蔽性等特殊要求,打赢一场现代化的战争,建立健全我军的军事通信系统势在必行。然而,建设一个覆盖全军的数字移动通信网,不仅投资巨大,而且建设时间漫长,不可能在短期内正常投入使用;同时网络基础设施的建设也无法适应现代战争的高机动性和区域不定性。公众数字移动通信网在市场需求的推动下,已迅速发展成熟,不仅覆盖范围广、网络基础设施健全,而且随着技术的进步,全网的性能越来越稳定,所提供的业务也逐步丰富。因此,研究并组建一个基于公众数字移动通信网的智能通信网,对于我军的军事通信体系建设是十分必要的,同时也向组建数字化军队,构建数字化战场,实现信息化管理与指挥的最终目标迈出了坚实的一步。

2 基于CDMA的无线智能网的发展现状

智能网^[1] (Intelligent Network, IN) 的概念是美国于 1984 年提出的, 智能网的定义中并没有人们通常理解的“智能”含义, 它仅仅是一种“业务网”, 目的是提高通信网开发业务的能力。无线智能网是一种用来在移动网中快速、有效、经济和方便地生成和提供新业务的网络体系结构。目前, 为适应移动通信市场对移动智能业务的迫切需求, ETSI、ANSI 等标准化组织分别推出了针对 GSM 及 CDMA 网络的移动智能网标准——CAMEL (Customized Applications for Mobile Network Enhanced Logic) 和 WIN (Wireless Intelligent Network) 规范, 并随移动通信系统向 2.5G、3G 的演进而趋于完善。本文主要讨论基于 WIN 规范^[2-4]的军用智能网的体系结构。

图 1 是 WIN 的分布功能平面^[5-7], 其中虚线框内的是智能网功能实体, 虚线框外的是原有 CDMA 网络功能实体。当 WIN 提供智能业务时, 由 CDMA 网络提供和移动有关的管理 (例如位置登记更新、终端鉴权、加密、切换、补充业务执行等), 由智能网进行智能业务的处理, 包括业务的验证、生成、加载、执行、管理等。

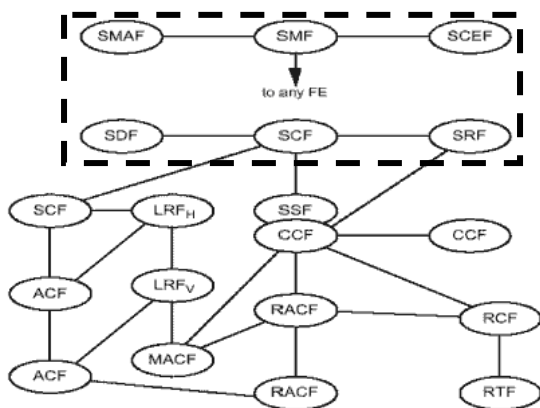


图 1 WIN 的分布功能平面

目前，中国联通基于其 800M CDMA 移动通信系统已经开展了智能网相关业务的建设并已投入运营。根据 WIN 规范，无线智能网采用基于 ITU-T 的 CS2 能力集。CS2 能力集在智能网的网间互连和互连业务方面作了详细的研究和定义，因此 WIN 从理论上说可以为用户提供更多更先进的智能业务。但在实际应用中，中国联通结合我国的实际需要，在无线智能网建设初期，提供的无线智能网业务主要为预付费业务、无线虚拟专网业务和被叫集中付费业务，并随着业务的需求和网络的发展，不断增加其他智能网业务。

3 民用CDMA网在军事通信中的应用

为了满足军事通信的应用,可以对民用 CDMA 的无线智能网体系结构进行改进,构建一个以 CDMA 基础设施为依托的军用无线智能网。考虑到军用无线智能网的职能及其安全性、保密性等特殊要求,在构建该网时,应该提供与民网相互独立、安全有效的鉴权机制。

3.1 军用无线智能网的职能

军用无线智能网的建设目标是要最终实现一个利用公众数字移动通信系统完成军事战略指挥的综合通信网, 以及一个可以实现与不同体制的移动通信系统、PSTN、INTERNET 等媒体网络互通互联的分布式综合信息智能处理系统; 更重要的意义在于可以利用公众媒体采用特殊技术增强对军事通信的隐蔽性, 在业务管理上可以实现与公众网分离, 使得利用公众网传递军事信息成为可能, 为军事通信提供了一个高速、安全、可靠、健壮、经济的解决途径。

在具体实现中,对于军队的部分常规业务,可以考虑利用中国联通现营的 WIN,以虚拟专用网的形式,提供与军队固定电话网(MSTN)的接口,根据规范、协议等的要求,利用联通所提供的业务开发功能,进行业务建设。对于涉及战略指挥及军事信息处理的一些特殊业务,则考虑在联通现有的 CDMA 网络基础上建立专用的无线智能网,网络结构如图 2 所示,增设了与 CCMP(军事指挥控制点)的接口,SSP(业务控制点)与 MSC/GMSC(移动交换中心/入口移动交换中心)分离设置,目的是在最大程度上与公众移动网分离,并做到与军事指挥中心的无缝连接。

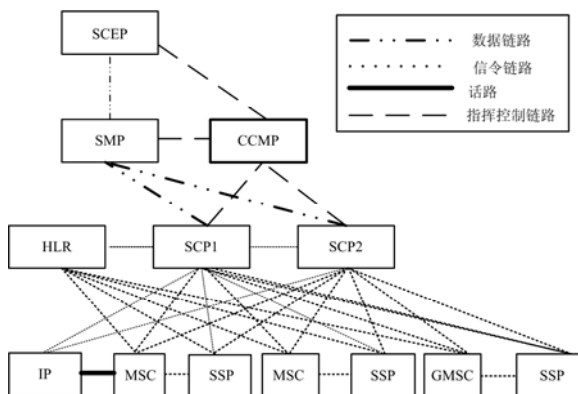


图2 军用无线智能网的网络结构

3.2 军用无线智能网体系结构

军用无线智能网是利用公众 CDMA 网络建立的军队移动虚拟专用网 (AMVPN), 在该网络上开展移动智能通信业务的系统结构如图 3 所示。军用无线智能网由各功能子系统智能终端经过信息安全处理后经 CDMA 数字移动通信网传输到军队智能信息处理平台, 所有信息在该平台经过分类、分析、处理, 而后根据需求经安全处理后将信息 (命令) 回馈或经专用线路上报军事指挥中心, 并将信息融合后得到的各种数据经专线发至指挥自动化系统。

整个系统如图 4 所示分布,其中公众网内的智能终端通过 CDMA 数字移动通信网与军队智能信息处理平台建立链路;而在公众网覆盖范围外的智能终端则通过直放站或移动式基站接入 CDMA 网最终与军队智能信息处理平台建立链路。军队智能信息处理平台可分若干个模块,完成相应的功能,职能相同的智能终端构成了各个子系统,由位于智能信息处理平台的“警戒系统处理模块”、“移动办公模块”、“信息采集系统处理模块”、“快反指控处理模块”对各子系统的信息收集、融合直至做出最终处理,达到战略目的。

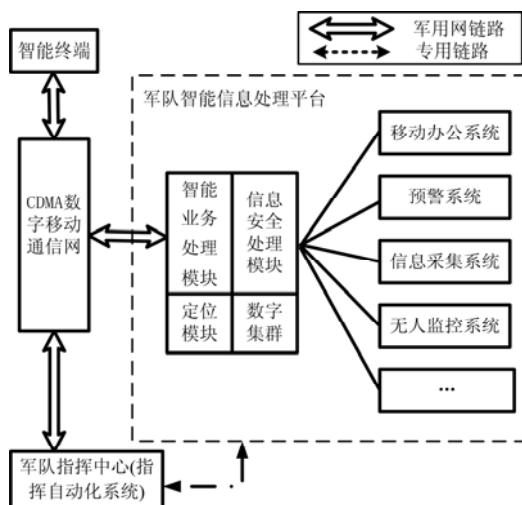


图 3 军用无线智能网系统结构图

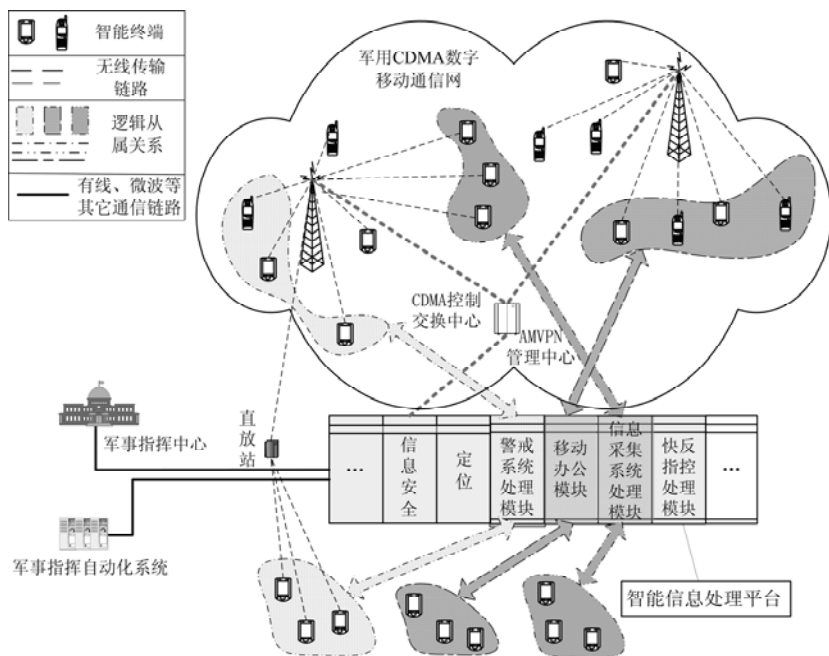


图 4 军用无线智能网的系统分布图

3.3 军队智能信息处理平台的建设

军队智能信息处理平台是军用无线智能网的核心，其分层结构如图 5 所示，建设过程采用自底向上分层建设，层与层之间采用开放式的接口，分别建设集中管理，系统搭建完成后，还可以根据实际需要采用相关技术加以改进。智能业务的开发在智能业务层及后台数据库，采用的主要技术为：无线智能网技术、数据库管理技术、信息安全技术、网络管理技术、分布式数据库技术、智能接入技术等。

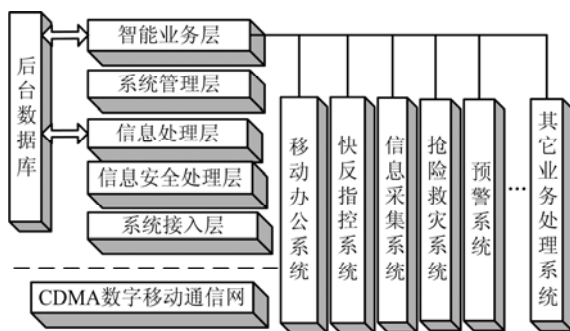


图5 军队智能信息处理平台分层结构图

4 军用无线智能网的相关业务

结合全军各级指挥机关对军事通信系统的具体需求，军用无线智能网的业务建设可以从以下几个方面进行：

(1) 移动办公子系统

利用军用无线智能网进行移动办公包括语音业务和数据业务，语音业务主要进行话音传输；数据业务包括文件的传递、短消息的发送等，完成军事信息的安全传递。

(2) 预警子系统

根据警戒范围设置预警系统，每个预警系统由一个控制中心和若干个终端构成，每个预警系统内控制中心与终端之间主要传递消息，特殊情况下可以传递语音甚至是图像，一般情况下由控制中心通过 CDMA 网向军队智能信息处理平台报告警情，对于特别敏感的地区或警戒点，可由智能终端直接向军队智能信息处理平台及指挥自动化控制中心报告。

(3) 快反指控子系统

为了便于在战场、救灾抢险等场合实现快速组网通信，系统中设置了快速反应指挥控制系统，系统由终端和移动式控制中心以及军用无线智能网所提供的直放站及移动基站构成。该子系统可以快速组网，移动式控制中心可以与移动基站建在一起（如以车载形式），即使超出公众网的覆盖范围，也可在该系统控制下自成体系，实现内部通信。同时，控制中心要求具有多种接口，完全可以借助微波、卫星、有线通信网或其他制式的公众移动通信网向军队智能信息处理平台传递消息，大大提高了战场的指挥控制能力和通信系统的冗余性。

(4) 战场信息采集子系统

该子系统是以一系列装有不同传感器的采集终端和控制中心组成，采集终端可以具有温度、湿度、图形、声音等不同的传感器，可以通过机散或人工安放等手段置于战场，通过控制中心的收集、汇总、分析处理，最终上报至军队智能信息处理平台，为指挥机关作战指挥提供第一手战场资料。

(5) 位置服务模块

该模块可以为系统中所有需要定位、导航等服务的子系统、终端及其他指挥自动化系统提供相关数据。该模块还可用于跟踪或定位敌方重要目标，以便实施攻击。

（6）信息安全模块

该模块是实现军用移动智能通信网与公众网信息分离的核心模块，分别在智能终端、军队智能信息处理平台及公众网网络交换侧完成信息的加密、解密，接入的鉴权、认证等，保证系统的安全性和隐蔽性。

5 应用前景

军用无线智能网可以在以下几个方面推广使用：

（1）多兵种、全空间联合作战通信保障。

各个兵种、各个职能部队都有各自的通信网，战时互通是现代军事通信的一个重要研究方向，军用无线智能网可以实现多网的无缝连接，可以快捷地根据战场的通信需求，以新业务的生成方式，迅速建成一个具有极高适用性的战时数据链系统，为解决这一问题提供了一个高效、全面的解决策略。

（2）作战信息的传递。

在战役的准备阶段，各级指战员都要了解敌方的情况、战场的环境、气象条件、武器的性能，这时可以将军用无线智能网和战场指挥自动化系统相结合，为各级指挥中心提供战场上的适时信息，做出客观分析，提供综合数据，提高战场指挥的效率及准确率。

（3）指挥命令的下达及确认。

在战时，不需要针对具体作战单位或指挥员下达任务命令，而是根据战区战况的适时分布情况，以部队建制或地理分布等为依据，利用军用无线智能网高效、智能地下达指挥命令，并以严格的确认机制确保命令的有效。

（4）号码筛选设定。

可以根据部队实际需求任意设定某部电话接入权限。此外还有安全鉴别、自动选择路由、战场电话会议、军事教育、模拟战场等等的应用。

由此可见，军用无线智能网是在公众移动通信网络的基础上为军队快速提供新业务而设置的附加网络结构。它根据军事用户各自的业务特征，采用不同的模块，以软件实现智能业务，使新业务的生成周期大大缩短，投资效益大大提高。同时，该网络不仅可与现有电话网协调工作，还可支持其他多种通信网，可以快速、集中、灵活、经济地提供各种各样的通信新业务，满足部队平时和战时的通信要求。

参 考 文 献

- [1] 廖建新等编著. 移动智能网. 北京邮电大学出版社
- [2] YD/T 1048-2000 《800MHz CDMA 移动通信系统 SSS 技术规范》
- [3] YD/T 1208-2002 《800MHzCDMA 数字蜂窝移动通信系统无线智能网（WIN）第一阶段：接口技术要求》
- [4] YD/T 1207-2002 《800MHzCDMA 数字蜂窝移动通信系统无线智能网（WIN）预付费业务技术要求》
- [5] N.S0013/TIA/EIA/IS771 WIRELESS INTELLIGENT NETWORK
- [6] N.S0018/TIA/EIA/PN4287
- [7] ANSI T1.114-1998 Signaling System Number-Transaction Capabilities Application(TCAP)

Jones向量的复标量表示及在极化中的应用

王海江^{1,2} 皮亦鸣¹

(1. 电子科技大学电子工程学院, 四川 成都 610054;
2. 成都信息工程学院电子工程系, 四川 成都 610225)

摘 要: Jones 向量是电磁波极化的一种表示方法。这一二维矢量中的两个元素表示了电磁波电场分量在某一正交极化基上的复振幅。本文把这一二维矢量用一个复标量表示, 大大简化了电磁波极化中的一些推导过程。在此基础上, 得出了圆极化基表示下判断电场矢量转向和转速的判据, 并且描绘出了不同情况下电场矢量转速变化规律曲线。这些判据和规律可以在极化雷达遥感等领域加以利用。

关键词: 极化, Jones 向量, 复标量, 转速, 散射

The Representation of Jones Vector Using Complex Scalar and It's Application in Polarization

Wang Haijiang^{1,2} Pi Yiming¹

(School of Electronics engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu Sichuan 610054, China; 2. Department of Electronic engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu, Sichuan 610225, China)

Abstract: Jones vector is a representation of electromagnetic wave polarization. The two elements of this Vector are the complex magnitudes of the electric field which are projected to a couple of orthogonal polarization bases. In this paper, we express this vector with a complex scalar. This representation facilitates some deducing procedures of the electromagnetic wave polarization. Basing on this representation, we educe the criterion which can be used to determine the rotation direction and rate of the electric field vector. Besides this, we plot the curves that indicate the variation rules of the rotation rates of the electric field vectors in deferent situations. These criterions and rules can be used in some domains such as polarimetric radar remote sensing.

Key words: Polarization, Jones vector, Complex scalar, Rotation rate, Scattering

0 引言

电磁波的极化可以分为线极化、圆极化、椭圆极化等。其中椭圆极化是一种最常见的情形, 线极化和圆极化都可以看作椭圆极化的一种特殊情况^[1]。通常情况下, 极化电磁波由一对

基金项目： 国家自然科学基金资助项目 60772143, 四川省青年科技基金资助项目 06ZQ026-006

正交的单位功率的电磁波来表示。电磁波电场分量向这两个正交单位电磁波上的投影组成的二维复向量叫做 Jones 向量^[2]。Jones 向量在极化雷达、光学^[3]中都有应用。电磁波的正交性定义如下：

$\bar{\mathbf{e}}_{y1}$ $\bar{\mathbf{e}}_{y2}$ 各自表示一个单位功率的椭圆极化状态，它们之间复正交也就是满足： $\bar{\mathbf{e}}_{y1} \cdot \bar{\mathbf{e}}_{y2}^* = 0$ 。
 $\bar{\mathbf{e}}_{y1}$ 是对某一特定椭圆极化状态 $\bar{\mathbf{E}}$ 的归一化处理的结果。若

$$\bar{\mathbf{E}} = E_{x1} \bar{\mathbf{e}}_{x1} + \rho_x E_{x1} \bar{\mathbf{e}}_{x2} \quad (1)$$

其中 ρ_x 是两个相互垂直的方向 x_1 和 x_2 上的电场强度比，称为极化比^[4]，则

$$\bar{\mathbf{E}}^* = E_{x1}^* \bar{\mathbf{e}}_{x1} + \rho_x^* E_{x1}^* \bar{\mathbf{e}}_{x2} \quad (2)$$

于是，我们有 $\sqrt{\bar{\mathbf{E}} \cdot \bar{\mathbf{E}}^*} = |E_{x1}| \sqrt{(1 + |\rho_x|^2)}$ ，用此模值对 (1) 进行归一化得到归一化结果：

$$\bar{\mathbf{e}}_{y1} = \frac{e^{j\delta_{x1}}}{\sqrt{(1 + |\rho_x|^2)}} \begin{bmatrix} 1 \\ \rho_x \end{bmatrix} \quad (3)$$

知道了其中一个单位极化状态 $\bar{\mathbf{e}}_{y1}$ ，根据正交的定义可求与之正交的另一极化状态 $\bar{\mathbf{e}}_{y2}$ 。

设 $\bar{\mathbf{e}}_{y2} = \begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix}$ ，于是由 $\bar{\mathbf{e}}_{y1} \cdot \bar{\mathbf{e}}_{y2}^* = 0$ 得出 $u + \rho_x^* v = 0$ ，即 $u = -\rho_x^* v$ ，于是 $\bar{\mathbf{e}}_{y2} = v \begin{bmatrix} -\rho_x^* \\ 1 \end{bmatrix}$ ，归一

化后得

$$\bar{\mathbf{e}}_{y2} = \frac{e^{j\delta_{x2}}}{\sqrt{(1 + |\rho_x|^2)}} \begin{bmatrix} -\rho_x^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

这样， $\bar{\mathbf{e}}_{y1}$ $\bar{\mathbf{e}}_{y2}$ 就可以作为一对正交极化基，电磁波的电场分量向这一对基下的投影就是 Jones 矢量。如 $\bar{\mathbf{E}} = E_{y1} \bar{\mathbf{e}}_{y1} + E_{y2} \bar{\mathbf{e}}_{y2}$ ，则 $\begin{bmatrix} E_{y1} \\ E_{y2} \end{bmatrix}$ 就是电磁波在 $\bar{\mathbf{e}}_{y1}$ $\bar{\mathbf{e}}_{y2}$ 这对正交极下的 Jones 矢量。
 由此可见，给定任何一个电磁波，归一化后总可找到与之正交的单位功率电磁波，它们两个可以组成一对正交极化基。所以，正交极化基有无穷多对。

1 Jones向量及电场的复数表示

Jones 向量是二维矢量，与复数相当。如果我们用一个复标量来取代 Jones 向量，可以简化计算。

1.1 复平面上椭圆的表示

一般情况下的 Jones 向量都是在椭圆极化基下得到的，因此我们先来看椭圆参数方程得复数表示，亦即复平面上椭圆的表示。椭圆的参数方程为：

$$\begin{cases} x = a \cos \alpha \\ y = b \sin \alpha \end{cases} \quad (5)$$

若把 x, y 分别视作一个复数 z 的实部与虚部，则有

$$\begin{aligned}
z &= x + jy = a \cos \alpha + jb \sin \alpha \\
&= \frac{a}{2}(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) + \frac{b}{2}(e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}) \\
&= \frac{a+b}{2}e^{j\alpha} + \frac{a-b}{2}e^{-j\alpha}
\end{aligned} \tag{6}$$

这样，椭圆轨迹由两个互相垂直的线矢量上点的矢量和变成了两个转向相反的圆上点的矢量和。如果该椭圆绕原点旋转角，其在复平面上的表示式不过是把(6)式乘上一个旋转因子罢了：

$$\begin{aligned}
z' &= e^{j\varphi} z \\
&= e^{j\varphi} \frac{a+b}{2} e^{j\alpha} + e^{j\varphi} \frac{a-b}{2} e^{-j\alpha}
\end{aligned} \tag{7}$$

通过上面的(6)和(7)我们可以知道 $e^{j\alpha}$ 和 $e^{-j\alpha}$ 的线性组合在复平面上描绘一椭圆。同时，椭圆的几何参数也可根据该线性组合的系数决定。

$$\begin{aligned}
z &= c_1 e^{j\alpha} + c_2 e^{-j\alpha} = |c_1| e^{j\varphi_1} e^{j\alpha} + |c_2| e^{j\varphi_2} e^{-j\alpha} \\
&= e^{j\frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}} (|c_1| e^{j(\alpha + \varphi_d)} + |c_2| e^{-j(\alpha + \varphi_d)})
\end{aligned} \tag{8}$$

这里很容易推得 $\varphi_d = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}$ 。从(6)式反推得知该椭圆的长短轴：

$$\begin{aligned}
a &= |c_1| + |c_2| \\
b &= ||c_1| - |c_2||
\end{aligned} \tag{9}$$

由(7)、(8)可得椭圆的旋转角（倾斜角）为

$$\varphi = \frac{1}{2} \arg(c_1 c_2) \tag{10}$$

1.2 椭圆上矢量旋转方向的判断

有了上面的椭圆表示方法，就能够判断当 α 增加时 z 的旋转方向。若记 $z = |z| e^{j\varphi}$ ，则判断转向就是判断 $\frac{d\varphi}{d\alpha}$ 的符号。由于一般情况下 φ 并不好求，所以需要使用间接的方法。对幅度和幅角变换的处理一个常用的技巧是对数导数^[5]，即考虑以下导数

$$\begin{aligned}
w &= \frac{d}{d\alpha} \ln z = \frac{d}{d\alpha} (\ln |z| + j\varphi) \\
&= \frac{1}{|z|} \frac{d|z|}{d\alpha} + j \frac{d\varphi}{d\alpha}
\end{aligned} \tag{11}$$

同时

$$\begin{aligned}
w &= \frac{d}{d\alpha} \ln z = \frac{1}{z} \frac{dz}{d\alpha} \\
&= \frac{z^*}{|z|^2} \frac{dz}{d\alpha} = \frac{1}{|z|^2} (z^* \frac{dz}{d\alpha})
\end{aligned} \tag{12}$$

由(11)和(12)可得

$$\begin{aligned}\frac{d\varphi}{d\alpha} &= \text{Im}\left(\frac{d}{d\alpha} \ln z\right) \\ &= \frac{1}{|z|^2} \text{Im}\left(z^* \frac{dz}{d\alpha}\right) = \frac{|c_1|^2 - |c_2|^2}{|z|^2}\end{aligned}\quad (13)$$

从上面的推导可以看出，当 α 增加 z 的旋转方向取决于 $\frac{dz}{d\alpha}$ 相对于 z 的转角。如果该转角在 $(0, \pi)$ ，则转向为反时针向；反之，则为顺时针向。因此，转向取决于 $\text{Im}\left(\frac{dz}{d\alpha} z^*\right)$ 的符号， $\text{Im}\left(\frac{dz}{d\alpha} z^*\right)$ 为正，则为反时针旋转，否则为顺时针旋转。按照 (8) 式的表示方式，可得出：

$$\begin{aligned}\text{Im}\left(\frac{dz}{d\alpha} z^*\right) &= j(c_1 e^{j\alpha} - c_2 e^{-j\alpha})(c_1^* e^{-j\alpha} + c_2^* e^{j\alpha}) \\ &= |c_1|^2 - |c_2|^2\end{aligned}\quad (14)$$

所以，结论简单而直观： z 在椭圆上的转向与组成椭圆的两个反向旋转的分量中的幅度较大者一致。

通过 $\frac{dz}{d\alpha}$ 相对于 z 的转角来判断 α 增加时 z 的旋转方向还可以从极化的几何表示上去理解。如图 1 所示。

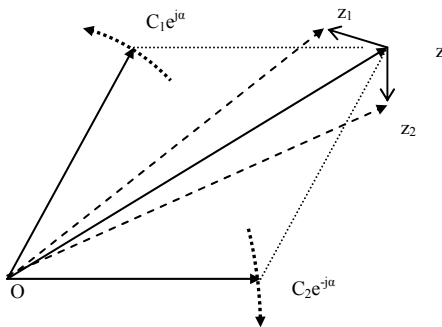


图 1 极化椭圆上电场的圆极化基分解

当 α 增加时， $C_1 e^{j\alpha}$ 和 $C_2 e^{-j\alpha}$ 的轨迹为两个反向旋转的极化圆（旋转方向如虚线圆弧箭头所示），它们在一个具体的 α 处合成矢量 z 。当 α 增加 $d\alpha$ 时，新的 z 如果在当前 z 的上边 (z_1)，那么说明 z 是逆时针旋转的（左旋），此时的 dz 恰好为 $\overline{zz_1}$ ， $\frac{dz}{d\alpha}$ 相对于 z 的转角 $\theta - \varphi$ （设 θ 为 $\frac{dz}{d\alpha}$ 的幅角）正好是在 $[0, \pi]$ 这个区间上。当 α 增加 $d\alpha$ ，如果新的 z 在当前 z 的下边 (z_2)，那么说明 z 是顺时针旋转的（右旋），此时 dz 恰好为 $\overline{zz_2}$ ， $\frac{dz}{d\alpha}$ 相对于 z 的转角 $\theta - \varphi$ （设 θ 为 $\frac{dz}{d\alpha}$ 的幅角）正好是在 $[-\pi, 0]$ 这个区间上。因此，可以由 $\frac{dz}{d\alpha}$ （ α 增加时）相对于 z 转角所在的区间的比较来判断椭圆极化转向。

1.3 Jones向量及电场的复数表示

现在，我们讨论极化问题。为了简化符号，我们这样来表示水平和垂直线极化基对下的 Jones 向量：

$$\dot{\mathbf{E}} = \dot{X} \hat{\mathbf{x}} + \dot{Y} \hat{\mathbf{y}} \quad (15)$$

$\hat{\mathbf{x}}$, $\hat{\mathbf{y}}$ 分别表示 x 和 y 轴的单位矢量；符号顶上打点表示相量： $\dot{X} = X e^{j\delta_x}$, $\dot{Y} = Y e^{j\delta_y}$ 。

令 $\alpha = \omega t - kz$ ，则在复平面上可以写出电场的瞬时值：

$$\begin{aligned} E &= X \cos(\alpha + \delta_x) + jY \cos(\alpha + \delta_y) \\ &= \frac{\dot{X} + j\dot{Y}}{2} e^{j\alpha} + \frac{\dot{X}^* + j\dot{Y}^*}{2} e^{-j\alpha} \\ &= C_+ e^{j\alpha} + C_-^* e^{-j\alpha} \end{aligned} \quad (16)$$

这样，一对互相垂直的线极化基上的电场分解变成了一对互相正交的圆极化基上的分解。式中

$$\begin{aligned} C_+ &= \frac{\dot{X} + j\dot{Y}}{2} \\ C_- &= \frac{\dot{X} - j\dot{Y}}{2} \end{aligned} \quad (17)$$

写成矩阵形式为：

$$\begin{bmatrix} C_+ \\ C_- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{Y} \end{bmatrix} \quad (18)$$

反过来

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{Y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_+ \\ C_- \end{bmatrix} \quad (19)$$

按照 (6) 和 (10) 式不难求出极化椭圆的倾斜角：

$$\begin{aligned} \varphi &= \frac{1}{2} \arg(C_+ C_-^*) = \frac{1}{2} \arg\left[\frac{1}{4} (\dot{X} + j\dot{Y})(\dot{X}^* + j\dot{Y}^*)\right] \\ &= \frac{1}{2} \arg\left\{\frac{1}{4} [(X^2 - Y^2) + j2XY \cos(\delta_x - \delta_y)]\right\} \\ &= \frac{1}{2} \arctan\left(\frac{2XY \cos(\delta_x - \delta_y)}{X^2 - Y^2}\right) \end{aligned} \quad (20)$$

用 (9) 和 (17) 容易验证，极化椭圆的长短半轴与 X , Y 有如下关系：

$$a^2 + b^2 = X^2 + Y^2 \quad (21)$$

传统的笛卡儿坐标下处理椭圆极化问题，在得出 (20) 和 (21) 的推导过程很繁琐^[2]，不如复数法简单明快。

事实上，上述方法是以正反两个圆极化为基底，而传统方法以互相垂直的两个线极化为基底。通过 (18) 和 (19) 这两者可以方便地互相变换。

2 仿真与讨论

在极化雷达遥感中（如极化 SAR 遥感），通常用不同频率和不同极化方式的电磁波对地物进行探测。在前面对极化椭圆的表示中，我们得到了（13），极化问题中电场矢量即是极化椭圆上的点 z ，因此把 z 用瞬时电场矢量 \vec{E} 代替，左右旋极化圆系数用（16）、（17）中的 C_+ 和 C_- 代替，得：

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi}{d\alpha} &= \text{Im}\left(\frac{d}{d\alpha} \ln \vec{E}\right) = \frac{1}{|\vec{E}|^2} \text{Im}(\vec{E}^* \frac{d\vec{E}}{d\alpha}) \\ &= \frac{|C_+|^2 - |C_-|^2}{|\vec{E}|^2} = \frac{\left|\frac{\dot{X} + j\dot{Y}}{2}\right|^2 - \left|\frac{\dot{X} - j\dot{Y}}{2}\right|^2}{|\vec{E}|^2} \end{aligned} \quad (22)$$

把 $\alpha = \omega t$ 代入上式并对时间 t 取导数得

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi}{dt} &= \frac{d\varphi}{d\alpha} \cdot \frac{d\alpha}{dt} = \omega \frac{|C_+|^2 - |C_-|^2}{|\vec{E}|^2} \\ &= \omega \frac{\left|\frac{\dot{X} + j\dot{Y}}{2}\right|^2 - \left|\frac{\dot{X} - j\dot{Y}}{2}\right|^2}{|\vec{E}|^2} \end{aligned} \quad (23)$$

上式说明电场矢量在极化椭圆上的旋转转速除跟 ω 成正比，与电场矢量的模的平方成反比外，还受 C_+ 、 C_- （或 \dot{X} 、 \dot{Y} ）关系的控制。通过合理调节这些参数的关系，我们可以获得特定旋向和转速的极化电磁波，用来进行地物遥感。为了展示各种情况下电场转向与转速的规律，我们做了如下仿真：

令水平极化电场分量 $\dot{X} = 1$ ，垂直极化电场分量 $\dot{Y} = 2e^{j\varphi}$ ，其中我们让 φ 依次取值为 $-\pi/3$ 、 $-\pi/6$ 、 $\pi/3$ 、 $\pi/6$ ，分别代表滞后和超前于水平极化分量的相位。我们取电磁波的频率为 $2\pi \times 10^8 \text{ rad/s}$ ，观察时间为 10ns （刚好一个周期），利用（23）式描出了电场矢量转速变化规律如图 2 所示。

从图 2 可以看出，在电场矢量的水平分量和垂直分量幅度比值固定为 2:1 的情况下，转向与转速变化规律跟两个分量的相位差有直接关系。从（b）、（d）可以看出，当垂直分量滞后于水平分量时，转速为负，即顺时针旋转；从（a）、（c）可以看出，当垂直分量超前于水平分量时，转速为正，即逆时针旋转。

通过图 2 还可以看出，频率已定的情况下，电场矢量绕椭圆轨迹旋转一周的时间是固定的，恰好为电磁波的波动周期，跟水平和垂直电场分量的关系无关。但在一个周期内，电场矢量瞬时转速的变化规律却跟两个分量的关系密切相关，这正好验证了（23）式。这个结论可用于极化雷达遥感中。

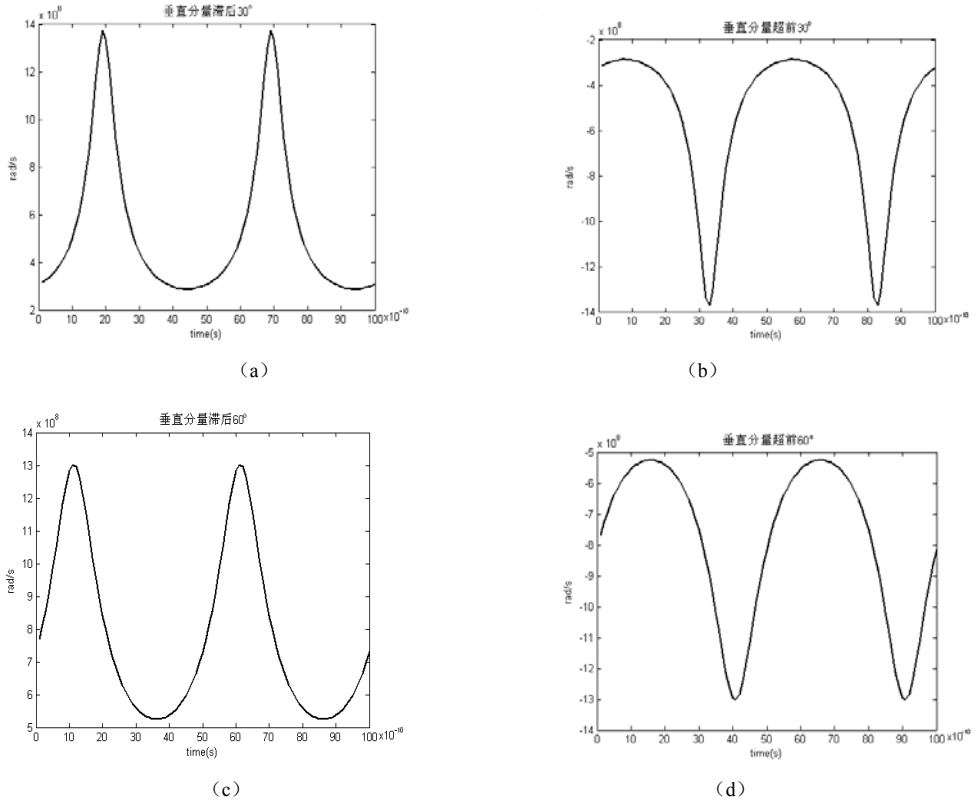


图2 一个周期内电场矢量转速变化规律

现在我们考虑频率相同，电场矢量转速变化规律不同的电磁波的散射场问题。图3是一个粒子的散射情况，背景介电常数为 ε ，散射粒子在体积内点 \vec{r}' 处的介电常数为 $\varepsilon_p(\vec{r}')$ ，观察点 P 和点 \vec{r}' 之间的距离为 $R = |\vec{r} - \vec{r}'|$ 。根据文献[6]，做远场近似得整个粒子在 P 点的散射场为：

$$\begin{aligned} \vec{E}_s = \frac{k^2 e^{ikr}}{4\pi\varepsilon r} \hat{k}_s \times \\ \left[\hat{k}_s \times \iiint (\varepsilon_p(\vec{r}') - \varepsilon) \vec{E}_{int}(\vec{r}') e^{-ik\hat{k}_s \cdot \vec{r}'} dx' dy' dz' \right] \end{aligned} \quad (24)$$

在 $\varepsilon_p(\vec{r}') \gg \varepsilon$ 时，可利用Born近似^[6]得：

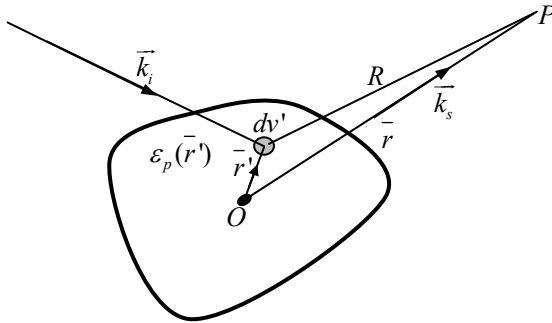


图3 粒子对极化电磁波的散射

$$\bar{E}_{int}(\bar{r}') \approx \bar{E}_i(\bar{r}') \quad (25)$$

把 (25) 代入 (24) 得

$$\begin{aligned} \bar{E}_s = & \frac{k^2 e^{ikr}}{4\pi\epsilon r} \hat{k}_s \times \\ & \left[\hat{k}_s \times \iiint (\epsilon_p(\bar{r}') - \epsilon) \bar{E}_i(\bar{r}') e^{-ik\hat{k}_s \cdot \bar{r}'} \right] dx' dy' dz' \end{aligned} \quad (26)$$

假设散射粒子的直径 $d < \lambda$ ，则入射波在进入粒子到穿出粒子的过程中电场矢量的旋转还不到一周，由图 2 我们知道，在一个旋转周期内，如果垂直和水平电场分量的相位关系不同，电场的旋转速度是不同的，导致在不同相位关系下粒子内各个位置处的 $\bar{E}_i(\bar{r}')$ （大小和方向）不同，因此最后的积分结果 \bar{E}_s 差别较大。由此可以预料，在发射功率和频率一定的条件下，通过调节水平和垂直电场分量的相位关系，可以得到不同大小和方向的散射电场。

4 结论

本文由复平面上椭圆的表示，得到了极化椭圆上 Jones 向量和电场的复标量表示。在 Jones 向量和电场的复数表示下，进行了比在笛卡尔坐标系下更方便的极化推导，如极化基变换，极化椭圆倾角计算和极化椭圆长短轴与 Jones 向量的关系等。另外，在复标量表示的基础上，得出了电场矢量在极化椭圆上旋转方向和速度的判据，并给出了几何意义上的理解。最后我们描绘了不同相位关系下电场矢量旋转速度变化规律的曲线，并利用这些判据和规律得出了任意形状小粒子（ $d < \lambda$ ）散射问题中的一些有用结论。这些结论可在极化雷达散射和极化敏感信号处理等领域加以利用。

参 考 文 献

- [1] 谢处方,饶克谨. 电磁场与电磁波[M]. 北京: 高等教育出版社,1998.
- [2] 庄钊文, 肖顺平,王雪松. 雷达极化信息处理及其应用[M]. 北京: 国防工业出版社,2000.
- [3] Yan Han and Guifang Li . Direct detection differential polarization-phaseshift keying based on Jones vector[J]. Optics Express, 2004, 12(24) : 5821-5826.
- [4] Agrawal A P and Boerner W M. Redevelopment of Kennaugh's Target Characteristic Polarisation State Theory Using the Polarisation Ratio Formalism for the coherent case[J]. IEEE trans. On Geoscience and Remote Sensing, 1989, 27(1) : 2-14.
- [5] E B Saff and A D Snider. Fundamentals of complex analysis with applications to engineering and science[M]. Beijing: Machine Press 3rd edition, 2004.
- [6] Leung Tsang, Jin Au Kong and Kung-Hau Ding. Scattering of Electromagnetic Waves[M]. New York : John Wiley & Song, Inc., 2000.

作者简介:

王海江 (1977-), 男 (汉族), 山东省诸城市人, 博士研究生, 主要研究工作是极化雷达遥感、极化 SAR 图像处理。E-mail: whjpost6@126.com

PI-CFDTD方法在斜切口矩形波导天线仿真中的应用

张 岩 吕善伟 张 军 薛明华

(北京航空航天大学电子信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 本文提出一种分段积分共形 FDTD (Finite-Difference Time-Domain, 时域有限差分法) 方法, 并应用于斜切口矩形波导天线的方向图仿真计算。首先分析了传统 FDTD 方法的主要误差来源, 提出了更高计算精度的分段积分共形 FDTD (Piecewise Integration Conformal FDTD, PI-CFDTD) 方法。对不同变形网格进行分类, 推导出相应的环路积分公式, 并给出通用的环路积分原则。最后对斜切口矩形波导天线进行仿真, 并与传统 FDTD、传统 CFDTD、以及 MoM 的计算结果进行比较, 结果表明 PI-CFDTD 可以得到更加精确的计算结果。

关键词: 共形 FDTD; 分段积分共形 FDTD (PI-CFDTD); 斜切口面天线; 矩形波导

Analysis for the inclined aperture antenna based on an open-ended rectangular waveguide by PI-CFDTD Method

Zhang Yan Lü Shanwei Zhang Jun Xue Minghua

School of Electronics and Information Engineering, Beijing University
of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, P. R. China

Abstract: A new conformal FDTD (Finite-Difference Time-Domain) method is presented in this paper. To obtain the contour-path value of the electric field component more accurately, the piecewise integration is applied. Firstly, the deformed cells are classified into two kinds. Secondly, the contour integral expressions for these two kinds of deformed cells are derived by the interpolation of the nearest electric field component and the piecewise integration (PI). Finally, an inclined aperture antenna based on the open-ended rectangular waveguide is simulated by the proposed method. And numerical results are compared with those of conventional FDTD method, conventional CFDTD method, and MoM, respectively. It is found that the PI-CFDTD method can reduce the staircasing errors and provide increased accuracy over the conventional CFDTD method.

Key words: CFDTD, PI-CFDTD, inclined aperture antenna, rectangular waveguide

0 引言

近年来 FDTD (Finite-Difference Time-Domain) 在电磁研究的许多领域得到广泛应用和发展, 学者们通过各自的研究工作不断地完善和拓展这一算法。目前为了提高计算精度, 共形技术被提出并得到发展。共形技术是从 FDTD 建模的角度出发, 对传统 FDTD 中需采用阶梯近似处理的变形网格, 通过采用回路积分形式法拉第定律计算这些变形网格, 从而减小

由于阶梯近似造成的误差。这种方法取得了明显的改善效果，同时为提高计算精度所付出的时间成本并不大（与通过细化剖份网格来提高计算精度的方式相比），所以得到了许多研究者的关注。

本文提出一种新的共形时域有限差分法（CFDTD, Conformal Finite-Difference Time-Domain），并应用于天线研究。这种新方法的基本思想是通过采用对分段函数进行积分，改进求解电场环路积分时采用的传统方法，形成分段积分共形 FDTD（PI-CFDTD, Piecewise Integration CFDTD）方法，以提高仿真的计算精度。同时对不同种类的变形网格提出采用不同的积分方法，推导了相应的积分公式，并总结出更加通用的环路积分原则。对矩形波导斜切口面进行仿真验证，并与传统 FDTD、CFDTD、以及 MoM 的计算结果进行比较，结果表明在本文提出的新的积分原则下，使用 PI-CFDTD 可以得到更加精确的计算结果。

1 传统CFDTD方法

在传统 FDTD 方法中，在算法建模过程时，对于曲面边界两侧的的介质分配是采用近似的方法处理的，即如果某个网格体积的一半以上属于某一种介质或导体，就认为这个网格属于这种介质或导体，在给网格分配材料时，将这个网格分配这种材料。明显地，这种处理方法非常简便，然而带来的一个问题是计算精度的下降。这种计算精度的下降不同于由于数值色散带来的误差，而是在网格剖分后，进行介质分配时就引入的，这种误差是由采用阶梯近似逼近曲面这一过程造成的阶梯近似误差。虽然阶梯近似误差与数值色散误差都可以通过细化网格的手段来减小，却要以牺牲计算时间和计算空间为代价。如果不采用细化网格来获得更精确的模型的方法，那么只有通过得到更加精确的空间各个网格（特别是与曲面相接的网格）的场值这一途径，所以共形技术被应用于 FDTD。

1.1 基本原理与迭代公式

在传统 CFDTD 方法中，对于变形网格的场量迭代遵循以下规则：电场迭代公式与 FDTD 保持相同，而根据回路积分形式的法拉第定律，修改磁场迭代公式为

$$\begin{aligned}
 H_y^{n+1/2}(i,j,k) = & H_y^{n-1/2}(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\mu \cdot Area(i,j,k)} \\
 & \cdot [E_z^n(i+1,j,k)l_z(i+1,j,k) - E_z^n(i,j,k)l_z(i,j,k) \\
 & + E_x^n(i,j,k)l_x(i,j,k) - E_x^n(i,j,k+1)l_x(i,j,k+1)]
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

1.2 存在问题与解决途径

实践证明，在采用 CFDTD 后，计算精度确实有所提高，这主要是来自两方面的计算修正：① 计及变形网格的变形面积 $Area(i,j,k)$ ；② 电场环路积分考虑了真实的场值，并在磁场迭代时将这一修正引入到迭代计算中。然而正是这两方面的修正在提高 CFDTD 的精度时，带来了一些新的问题。

修正 1 导致计算于可能出现不稳定性的情况，当 $Area(i,j,k)$ 小到某种程度时，由于

$\frac{\Delta t}{\mu \cdot \text{Area}(i, j, k)}$ 数值增大, 使得 $H_y^{n+1/2}(i, j, k)$ 迭代出现较大值, 随着仿真过程的进行, 逐渐积累导致迭代发散。目前还无法从理论上分析得到能够保证仿真稳定的 Area_{\min} , 通常是采用数值仿真试验的方法, 反复测试得到基于某种特定共形规则的 CFDTD。最简单的方法[2]就是把变形网格的面积用整个面积来代替, 这样从根本上保证了算法的稳定性, 然而这也就自动放弃了面积修正的机会, 使得修正过程单纯依赖于场量迭代。文献[3]采用后向平均法以提高稳定性, 近期文献[4]通过扩展变形网格面积改善算法稳定性。

修正 2 是众多研究学者关心并致力于改进的方面。单纯由式 (1) 来看, 如何得到需要纳入磁场迭代公式 4 个电场场量 ($E_z^n(i+1, j, k)$ 、 $E_z^n(i, j, k)$ 、 $E_x^n(i, j, k)$ 和 $E_x^n(i, j, k+1)$) 是首要的问题。最早是采用邻近场量代替的方法[5], 即选用与需要的电场场量距离最近的其他电场场量来代替, 这种方法将变形网格的场量与相邻网格的因果关系和相互作用被认为取消, 误差不言自明, 而且造成了计算的不稳定。近几年, 学者们[6]出于简化算法的考虑, 直接使用变形网格本身的电场场值代入式 (1), 这样修正的过程就完全依赖于变形网格的电场与面积, 并且这种直接使用又在计算电场环路积分时引入了新的误差。国内学者[7,8]均尝试采用插值手段以提高计算精度, 并分别应用于波导缝隙天线分析和散射问题, 然而他们只是针对某一类变形网格进行场量插值处理, 并没有提出处理各类网格的完整解决方案, 并且没有对新算法对稳定性的影响进行深入研究。

综上所述, 如何精确求解电场环路积分和如何在保证精度提高的过程中算法的稳定是 CFDTD 必须要解决的问题, 否则这种方法是不能工程化的。

2 PI-CFDTD 基本公式

改进求解电场环路积分的传统 CFDTD 方法, 通过线性插值得到变形网格的共形棱边上任意点的电场值, 再采用分段积分的方法, 精确求解电场沿共形棱边的积分值, 进而得到电场环路积分的精确数值。

分别针对两种变形网格, 推导电场的分段积分公式, 并对一些特殊情况进行处理和方法修正。基本思想是由与变形网格相邻的电场分量, 尽可能精确地插值表示出需要进行环路积分的任意一点的电场分量, 得到表达式后进行积分, 得到环路积分的通用公式, 以备磁场迭代时使用。其中 I 型变形网格由于 $l_x \leq \Delta x/2$, 可供插值的只有相邻场分量, 所以采用普通的积分即可求出环路积分表示式; II 型变形网格由于 $l_x > \Delta x/2$, 可供插值的不仅有相邻场分量, 还有变形网格自身的场分量, 所以需要采用分段积分推导出环路积分表示式。

(1) I 型变形网格

变形网格 (i, j, k) 满足 $l_x = \overline{BC} \leq \Delta x/2$ 时, 归类为 I 型变形网格, 如图 1 所示。

通过普通积分得到电场沿 \overline{BC} 积分

$$\int_{l_x} E_x dl = \frac{l_x^2}{2l_x + \Delta x} E_x(i+1, j, k) \quad (2)$$

对于 PEC 边界垂直于 \overline{BC} 的情况需要特殊处理, 得到电场沿 \overline{BC} 积分

$$\int_{l_x} E_x dl = \frac{l_x}{2\Delta x} [(l_x + 3\Delta x) E_x(i+1, j, k) - (l_x + \Delta x) E_x(i+2, j, k)] \quad (3)$$

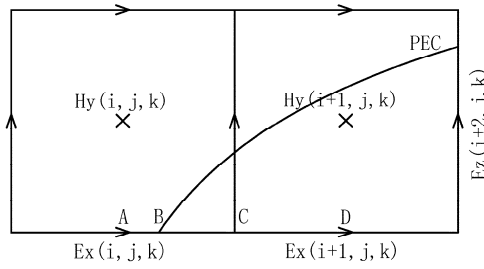


图 1 I 型网格示意图

(2) II 型变形网格

变形网格 (i, j, k) 满足 $l_x = \overline{AC} > \Delta x/2$ 时, 归类为 II 型变形网格, 如图 2 所示。

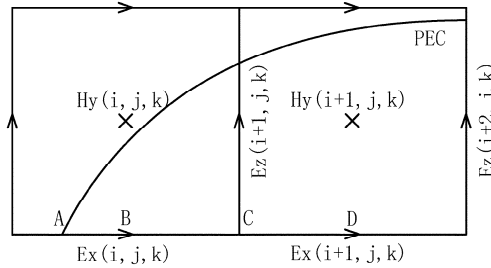


图 2 II 型网格示意图

通过分段积分得到电场沿 l_x 积分

$$\int_{l_x} E_x dl = \frac{\Delta x}{8} E_x(i+1, j, k) + \left[\frac{l_x(i, j, k)}{2} + \frac{\Delta x}{8} \right] E_x(i, j, k) \quad (4)$$

特别处理 PEC 边界垂直于 \overline{AC} 的情况, 得到电场沿 l_{x_1} 积分

$$\int_{l_{x_1}} E_x dl = \frac{l_{x_1}}{2\Delta x} \left[(l_{x_1} + 2\Delta x) E_x(i, j, k) - l_{x_1} E_x(i+1, j, k) \right] \quad (5)$$

3 PI-CFDTD 应用原则

首先选用合适的时间步长 Δt , 再根据 PI-CFDTD 稳定判据, 确定最小变形面积 S_{\min} , 进而对所有变形网格进行分类标记: 小于 S_{\min} 标记的变形网格为“1”, 大于等于 S_{\min} 的标记为“2”。对于不同标记的变形网格进行不同的处理方式:

- 对于标记“1”的变形网格: 视同为金属网格, 电场环路积分为 0;
- 对于标记“2”的变形网格: 采用上述方法, 精确求解电场环路积分。

4 算法验证

采用本文提出的 PI-CFDTD 方法分别对斜切口矩形波导的方向图进行仿真, 通过与其他方法得到的数据比较, 验证本文方法的有效性和正确性。

波导终端斜切口面作为一种天线特别适合高速飞行器使用，易共形安装，而且能够使波束展宽、倾斜。矩形波导斜切口面是把矩形波导管两个窄边同时渐削，宽边尺寸保持不变形成的辐射口面。

斜切口矩形波导示意图如图 3，a、b 分别为激励波导的宽边与窄边，辐射口面法向相对波导轴线倾角为 α 。其中 $B=b/\cos\alpha$ 。

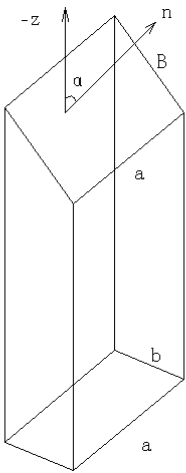


图 3 斜切口矩形波导示意图

选取尺寸为 $a \times b = 22.86\text{mm} \times 10.16\text{mm}$ 的矩形波导进行分析，不计波导壁的厚度，计算 $\alpha = 45^\circ$ 时斜切口面的 E 面方向图。计算中，网格选取为 $\Delta x = 1.143\text{mm}$ ， $\Delta y = \Delta z = 1.016\text{mm}$ 。PML 边界 10 层，理论反射系数设为 10^{-6} ，有耗介质导电率和磁阻率的幂指数取 3。比较工作频率为 $f = 11\text{GHz}$ 时的 E 面方向图。

分别采用传统 FDTD、传统 CFDTD 和本文的 PI-CFDTD 程序计算主模激励时的方向图，近场—远场转换程序相同，仿真结果绘于图 4，并与 MoM 进行比较。

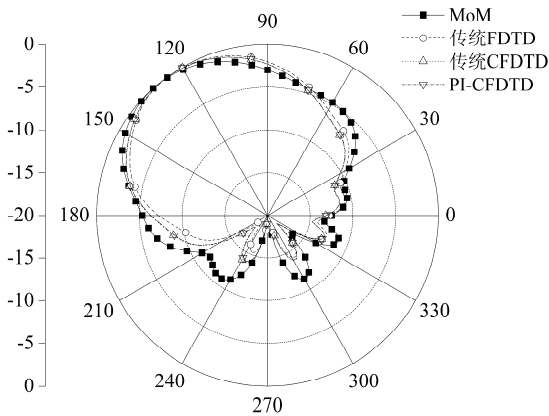


图 4 四种方法计算得到的方向图

比较四种方法计算得到的主辐射方向，并列于表 1。

表 1 主辐射方向比较

	算法			
频率 (GHz)	MoM	传统 FDTD	传统 CFDTD	PI-FDTD
11	130.9	124.5	125.7	126.8

由表 1 可看出，PI-CFDTD 的计算精度高于传统CFDTD，尽管如此，传统CFDTD的计算精度还是高于传统FDTD。

5 结论

本文提出一种新的共形 FDTD 方法—— PI-CFDTD 方法，并应用于矩形波导斜切口面天线的方向图仿真分析。对于不同种类的变形网格，分别推导了相应的积分公式，以精确求解电场环路积分；并给出通用的环路积分原则。最后通过计算结果的比较，表明 PI-CFDTD 可以得到更加精确的计算结果。

参 考 文 献

[1] Yee K S. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media[J]. IEEE Trans. Antennas Propag., 1966, 14(3): 302-307.

[2] Yu W H, Mittra R. A conformal FDTD software package modeling antennas and microstrip circuit components[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2000, 42(5): 28-39.

[3] Dey S, Mittra R. A modified locally conformal finite-difference time-domain algorithm for modeling three-dimensional perfectly conducting objects[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 1998, 17(6): 349-352.

[4] Xiao T, Liu Q H. Enlarged cells for the conformal FDTD method to avoid the time step reduction[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2004, 14(12): 551-553.

[5] Jurgens T G, Taflove A. Three-dimensional contour FDTD modeling of scattering from single and multiple bodies[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1993, 41(12): 1703-1708.

[6] Dey S, Mittra R. A locally conformal finite-difference time-domain (FDTD) algorithm for modeling three-dimensional perfectly conducting objects[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1997, 7(9): 273-275.

[7] Zhang Y, Li L, and Liang C H. A modified locally conformal FDTD for broadwall radiating slot in a finite wall thickness waveguide[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2002, 35(3): 198-201.

[8] 汤炜, 吴振森, 李清亮, 等. 散射问题中的新型 FDTD 共形技术[J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32(2): 290-293.

S波段四元阵一体化辐射单元

刘新琼 杜卫民 杨 林

(西安电子科技大学 天线与微波技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 为了满足某平面阵列天线低副瓣、窄波束的要求。本文设计了由微带振子和 Wilkinson 一分四功分器组成的一体化辐射单元。该设计结合微带振子与微带功分的优点, 降低了天线的重量, 压缩了波束宽度同时展宽了天线单元的驻波带宽。实测结果表明在所要求的频段内输入驻波小于 1.35, 计算结果与测试结果具有良好的一致性。

关键词: 微带振子; Wilkinson 功分器; 辐射单元

A radiation unit of four arrays integrative in S-Band

Abstract: With the requirement of a plane array antenna with low sidelobe and narrow beamwidth. A radiation unit composed by microstrip dipole and 1-4 Wilkinson power divider is designed in this paper. This design combines the advantage of microstrip dipole and Wilkinson power divider, reduces the unit's weight, compresses beamwidth and also makes the bandwidth wider. The experiment result indicates that its VSWR is less than 1.35, the calculated data is in good agreement with the experimental data.

Key words: microstrip dipole; Wilkinson power divider; radiation unit

1 引言

微带天线具有众多优点, 如体积小、重量轻、剖面薄、能与飞行器共形、制造工艺简单、成本低、易于有源器件和电路集成为单一模块等, 因此微带天线自诞生以来得到广泛的重视和研究。根据某天线战技指标要求, 我们采用重量较轻、设计方法成熟的微带印刷振子作为辐射单元来实现其性能, 使它在方位面可形成低副瓣、窄波束。一般微带印刷振子的 E 面波束宽度为 60° 左右, 因此要压缩 E 面波束宽度必须由若干单元组阵才能实现窄波束。本文采用四个微带印刷振子为一体作为辐射单元^[1]。具有集成巴伦的印刷振子单元不仅具有带宽性能, 而且便于和馈电网络集成, 实现平面结构。又由于微带功率分配器易与微带印刷振子集成, 因此采用了微带线功率分配器馈电。由三个 Wilkinson 功分器组成的一分四拓扑结构分别给四个微带印刷振子同相不等幅馈电, 以达到方向图的要求。

2 微带印刷振子

印刷在介电常数为 ϵ_r 、厚度为 h 的微带基片上, 基片的正面是微带馈线和匹配网络, 反

面是印刷振子臂和平衡馈电巴伦^[2]。印刷振子的长、宽分别为 L_1 、 W_1 ，与巴伦结构集成在一起，开路微带线长度为 θ_b ；短路微带线起点为振子臂宽度的中线，宽度为 W_2 ，长度为 θ_{ab} ； Z_a 、 Z_b 为振子的谐振阻抗。根据印刷振子与半波振子的等效关系，可初步确定振子长度及宽度进行微调，而 θ_b 、 θ_{ab} 及 W_2 等参数在集成馈电巴伦的设计中得出。

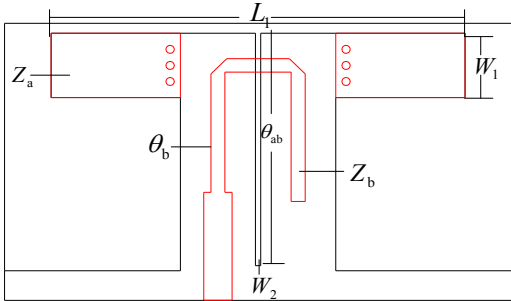


图 1 印刷对称振子的结构示意图

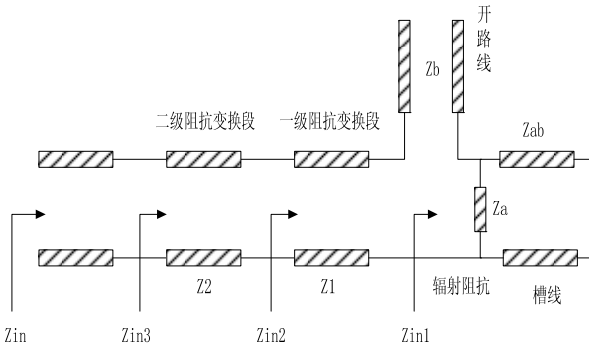


图 2 印刷对称振子的等效电路

由传输线理论可得：

$$Z_{in1} = -j \times Z_b \times \cot(\theta_b) + \frac{j \cdot Z_a \cdot Z_{ab} \cdot \tan(\theta_{ab})}{Z_a + j \cdot Z_{ab} \cdot \tan(\theta_{ab})}$$

$$Z_{in2} = Z_1 \times \frac{Z_{in1} + j \cdot Z_1 \cdot \tan(\theta_1)}{Z_1 + j \cdot Z_{in1} \cdot \tan(\theta_1)}$$

$$Z_{in3} = Z_2 \times \frac{Z_{in2} + j \cdot Z_2 \cdot \tan(\theta_2)}{Z_2 + j \cdot Z_{in2} \cdot \tan(\theta_2)}$$

为满足馈电平衡和阻抗匹配的要求有：

$$Z_1 = 50\Omega ; \quad Z_{in3} = Z_1$$

$$\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ ; \quad \theta_{ab} = \theta_b = 90^\circ$$

3 Wilkinson功分器

图 3 给出了功分器 P_2/P_3 为 $1/K^2$ 的三端口 Wilkinson 功分器原理图^[3]。由端口 1 输入(所

接传输线的特性阻抗为 Z_0 ），分别经特性阻抗为 Z_{02} 、 Z_{03} 的两段传输线（功率分配段）输出。由于输出端口的阻抗也是 Z_0 ，为了使其与端口 2 和端口 3 的输出阻抗匹配，必须各加一段 $1/4$ 波长阻抗变换段，特性阻抗分别为 Z_{04} 、 Z_{05} ，两段传输线在中心频率电角度均为 θ_0 为 $\pi/2$ ，2、3 端口间接隔离电阻 R 可实现 2、3 端口的隔离。设功分器的输入端口 1 无反射，端口 2、3 的输出电压等幅同相，则可确定 Z_{02} 、 Z_{03} 及 R_2 、 R_3 。为了分别给四个微带印刷振子馈电，且使其电流分布呈现泰勒分布，这里选择使用三个一分二 Wilkinson 功分器组成的一分四拓扑结构。其拓扑结构如图 4 所示。

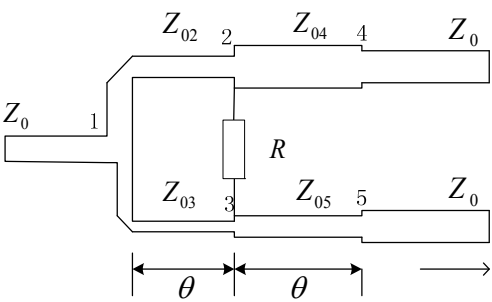


图 3 三端口 Wilkinson 功分器结构示意图

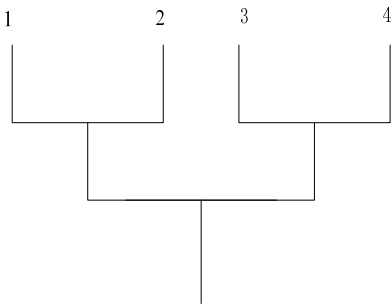


图 4 一分四功分拓扑结构

$$\begin{cases} Z_{02} = \sqrt{K(1+K^2)}Z_0 \\ Z_{03} = \sqrt{(1+K^2)/K^3}Z_0 \end{cases} \qquad \begin{cases} Z_{04} = \sqrt{K}Z_0 \\ Z_{05} = Z_0/\sqrt{K} \end{cases}$$

4 仿真与实测

根据上述微带印刷阵子与 Wilkinson 功分器的基本理论与结构特征^[4]，我们设计了由四个微带印刷振子和一分四功分器馈电的四元阵一体化辐射单元。首先根据频率及其他的要求计算出各自的电尺寸，然后再在 AutoCAD 里面画出其结构图，之后导入到三维电磁仿真软件 Ansoft HFSS 里进行仿真计算。

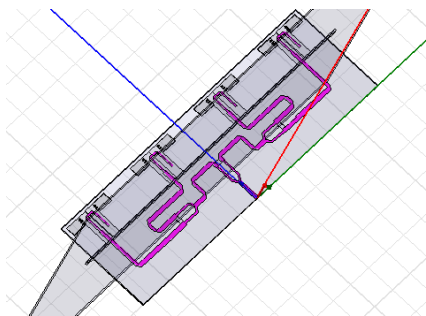


图 5 辐射单元 Ansoft HFSS 仿真图



图 6 辐射单元实物图

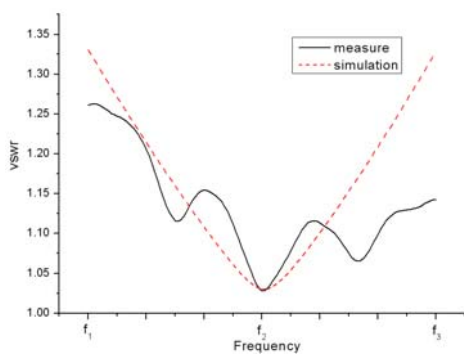


图 6 驻波曲线图

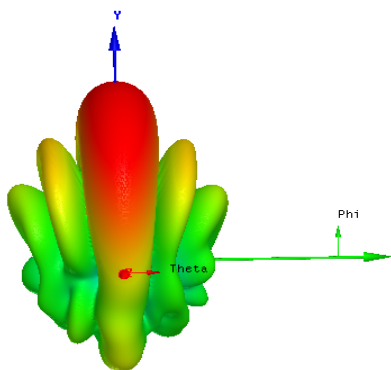


图 7 远场三维方向图

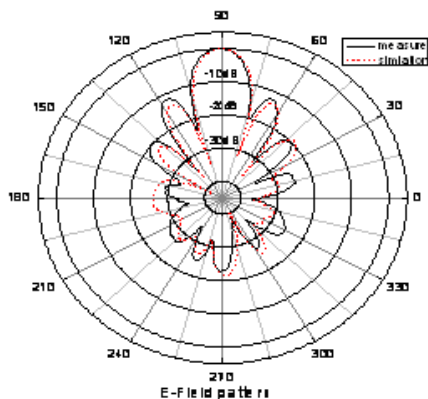


图 8 E 面方向图

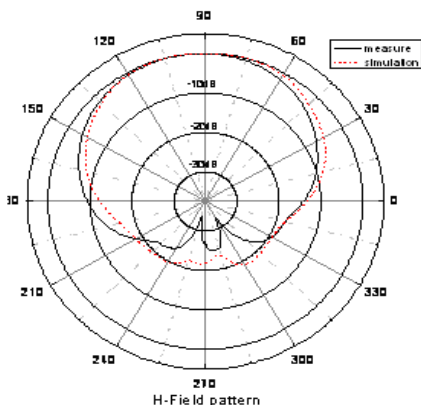


图 9 H 面方向图

四元组阵后 E 面方向图的波束宽度由单个的 60° 左右压缩到 16° ，驻波整体在 1.35 以下，带宽为 10%。说明这种四元阵一体化辐射单元的可实施性，整个平面阵列天线就是由若干个这样的微带辐射单元组合而成^[5]，可达到了设计的要求。

5 结束语

本文给出了四元阵一体化辐射单元的原理结构，制作了模型，并利用以有限元法为基础的三维电磁仿真软件 HFSS 对其进行仿真计算，给出了仿真和测试结果，实测与仿真结果表明了此设计的可靠性，已经在工程中得到应用。

参 考 文 献

- [1] 秦浩, 李刚. 一种一体化设计的阵列天线单元. 雷达科学与技术. 2006, 4(4): 245-247.
- [2] 周伟华. 《印刷偶极子天线单元的仿真设计》. 现代电子, 2000, 3(27): 52-56.
- [3] 廖承恩. 微波技术基础. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999: 18-27, 115.
- [4] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele 著, 朱守正, 安同一译. 《天线理论与设计》. 北京: 人民邮电出版社. 2006.
- [5] F.J. Ares-Pena, J.A. Rodriguez-Gonzalez, E. Villanueva-Lopez, and S.R. Rengarajan, "Genetic algorithms in the designer and optimization of antenna array patterns", IEEE Transactions on AP. vol. 47. pp. 506-510. Mar. 1999.

S波段小型化Drop-in环行器的研制

陆敬文 金国庆 唐正龙

(南京广顺电子技术研究所, 南京 210013)

摘要: 本文探讨了 S 波段 (频率 3.1~3.5GHz) 环行器的小型化对策, 提出以高介电常数的陶瓷环来减小环行器的 KR 值, 减小铁氧体的直径从而达到环行器的小型化的目的, 设计出的环行器外形尺寸仅为 12.7×12.7×6.4mm, 频率 3.1~3.5GHz, 插入损耗 ≤ 0.4dB, 反向隔离 ≥ 20dB, 驻波系数 ≤ 1.25。

关键词: 小型化 高介电常数陶瓷环 一体化设计

1 引言

随着现代科技的不断发展, 通信、雷达、卫星等设备对微波铁氧体环行器/隔离器的要求也在不断提高。要求环行器/隔离器具有低插入损耗、高隔离度、宽频带、高功率及高的温度稳定性等性能, 同时还要求其小型化、轻量化、高可靠性、低成本。微波铁氧体环行器/隔离器的小型化是未来发展的主要方向。插入式 (Drop-in) 环行器/隔离器, 由于可直接焊接到微波混合集成电路中, 结构已较同轴型的环行器/隔离器紧凑许多。

频率范围介于 2~4GHz 的电磁波属于 S 波段, 此波段的电磁波运用相当广泛。未来的民用通讯 (3G/4G) 基本采用该波段频率; 在军用方面, 比如微波接力通信 (3.6~4.2GHz), 卫星中继通信, 无线电系统, 多普勒气象雷达, 远距搜索雷达等都要运用。

近年来, 我研究所积极探寻新式的设计理念及加工生产工艺, 并用于开发生产工作频率为 3.1~3.5GHz 的小型化 Drop-in 环行器, 体积从最初的 19×19×7.7mm 压缩到现在的 12.7×12.7×6.4mm, 体积缩小了 1/3, 在性能方面, 也达到了国际先进水平。

2 小型化环行器的设计

现有的 Drop-in 环行器结构用分立的金属材料做外壳, 由多块导磁材料用粘合剂或螺钉固定在腔体上, 与腔体构成磁回路。这种结构加工耗材大, 磁路不完全闭合, 漏磁较大, 磁路效率较低, 器件整体可靠性差, 很难做到结构的超小型化。为克服上述缺点, 我们采用了一体化的旋螺盖结构。

当确定了工作场 (低场区工作) 后, 微波铁氧体材料的选择对产品的设计也尤为重要。设计时归一化磁矩 $P=0.6-0.85$ 之间, 计算出铁氧体材料的 $4\pi Ms=1000Gs$ 。考虑到器件的小型化要求, 要想获得较宽的带宽, 一般都选择在旋磁铁氧体周围套一聚四氟乙烯介质环, 介电常数 ϵ_r 仅为 2.05。所以, 1/4 波长过渡线相应地较长, 这无疑增大了环行器的几何尺寸。国外报导了采用高介电常数陶瓷环, ϵ_r 可达到 25。采用高介电常数陶瓷环作介质有两个优点, 一是大大减小了 1/4 波长过渡线的几何长度; 二是应用高介电常数介质环后耦合角减小, 截止波

数 KR 值可由原来得出的 1.84 降低到 1 以下，这又进一步减小了铁氧体圆片的直径。由此可见，采用高 ϵ_r 介质环可减小环行器的尺寸及重量。

全铁氧体 S 波段环行器的设计计算按下列步骤进行，中心导体采用双 Y 结，中心频率为 f_0 ，铁氧体半径 R 按经典公式计算：

$$KR=1.84$$

$$K \text{ 为波数, } K=2\pi/\lambda_0(\epsilon_0\epsilon_e\mu_0\mu_e)^{1/2}$$

$$R=1.84\lambda_0/2\pi(\epsilon_0\epsilon_e\mu_0\mu_e)^{1/2} \tag{1}$$

式中， ϵ_0 、 μ_0 分别为铁氧体真空介电常数和磁导率， ϵ_e 、 μ_e 分别为铁氧体有效介电常数和有效磁导率。

$$\mu_e=1-P^2$$

若 $f_0=3.3\text{GHz}$ ，铁氧体 $\epsilon_r=14$ ，铁氧体的半径 $R=1.84\lambda_0/2\pi(\epsilon_0\epsilon_e\mu_0\mu_e)^{1/2}=14.1\text{mm}$ ，显然直径 $D=28.2\text{mm}$ 是偏大了。

Helszajn 在他文章里应用两个 1/4 波长变换器对 Y 结环行器所作的分析中指出，当 $\psi_s=0.26\text{rad}$ 时， R/H (H 为铁氧体厚度) 值愈小， KR 值愈小； ϵ_r 愈大， KR 值愈小^[2]，这对环行器的小型化极其有利。

按文献[2]分析，并通过 HFSS 仿真，采用高介质环的陶瓷介质， ΔH 较小的铁氧体材料，取 $KR=0.45$ ，再应用 (1) 式计算得：

$$R=0.45\lambda_0/2\pi(\epsilon_0\epsilon_e\mu_0\mu_e)^{1/2}=3.5\text{mm}$$

这一结果和实际结果较为接近，如果 $R/H<1.968^{[1]}$ ，则 $H<1.78\text{mm}$ ，实际 $H=1.5\text{mm}$ ，与理论计算较为接近。至于 1/4 波长变换器的长度可按在介质传播的电磁波的对应公式来计算，1/4 波长变换器的宽度可应用相关阻抗公式来计算。

通过上述计算并通过 HFSS 仿真所获得的环行器中心导体形状如图 1 所示。

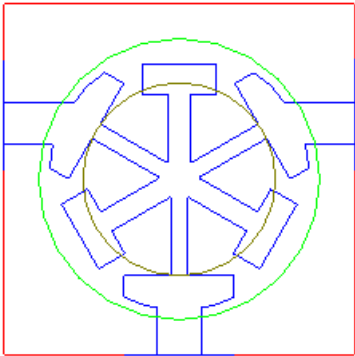


图 1

3 结果和讨论

3.1 小型化

S 波段复合陶瓷铁氧体环行器的 KR 值大约为 0.45，明显低于加低介电常数介质环结构环

行器的 KR 值 (1.84)，由此可见这非常有利于器件的小型化。最终所研制的复合陶瓷环行器外形尺寸缩小了大约 1/3，电性能如图 2 所示：环行器的主要电性能为 S 波段（频率 3.1~3.5GHz）， $a_{-} \leq 0.4\text{dB}$ ， $a_{+} \geq 20\text{dB}$ ， $VSWR \leq 1.25$ ，工作温度： $-40 \sim +90^{\circ}\text{C}$ 。体积和电性能都达到了国际先进水平。

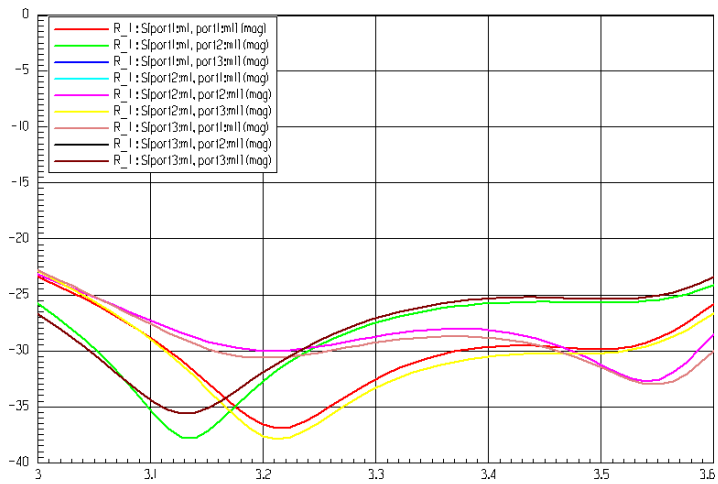


图 2

4 结论

从所研制的小型化 Drop-in 环行器性能可以看出复合陶瓷铁氧体环行器所计算的 KR 值与实验结果相符合，说明分析是合理的，可用于较宽频带同轴环行器/隔离器的设计。

参 考 文 献

[1] 金国庆等. X 波段小型化 Drop-in 环行器的研制.
[2] Helszajn J. IEEE Trans MTT, 1991, 39(10): 1681.

W波段微带二倍频器设计

王雁翔 胡皓全

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘要: 利用高频电磁场仿真软件 CST 和先进设计系统 ADS 设计出 92GHz~96GHz 微带二倍频器, 整个电路包括举行波导-微带探针式过渡、滤波器、阻抗匹配电路和肖特基二极管构成。测试表明, 输入功率为 32mW 时, 该倍频器的输出功率为 0.9mW, 倍频效率为 3.3%。

关键词: W 波段; 倍频器; ADS; CST

Design of a W-band microstrip frequency doublers

Wang Yanxiang Hu Haoquan

(School of Electronics Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract: Designed a microstrip frequency doubler covered from 92 ~ 96GH, using the high frequency electromagnetic filed simulation software CST and Advanced Design System. The whole multiplier includes waveguide-microstrip probe transition, filters, impedance matching circuit and a Schottky diode. Testing showed that when the input power is 32mW, the efficiency is 3.3%.

Key Words: W-band; frequency doubler; ADS; CST

1 引言

W 波段是目前军用毫米波技术开发的高端, 而频率源是 W 波段高频系统实现的重要部分。简单的毫米波固态源输出的毫米波振荡频率稳定度很差, 波形也不纯, 难以满足毫米波探测系统的要求, 采用倍频方法获得毫米波源是目前获得小功率稳定本振源的有效途径。微带成电路具有尺寸小、制作简单、生产成本低、可靠性高等优点, 因此毫米波微带倍频器具有广阔的应用前景。

2 倍频器的电路设计

倍频器电路一般包含滤波网络、匹配网络、非线性器件三个部分, 本文信号输入采用矩形波导, 所以电路两端包括波导-微带探针过渡单元。

2.1 矩形波导-微带过渡的设计

常见的波导-微带过渡有脊波导过渡、对极鳍线过渡和探针过渡等。其中探针过渡具有插损低、回波损耗小、频带宽、结构紧凑、加工方便和装卸容易等特点。本文采用 E 面探针实现了 W 波段的矩形波导-微带过渡。探针过渡包括 50 欧姆标准微带、微带探针、和阻抗变换

段微带三部分。E 面探针过渡的结构如图所示。

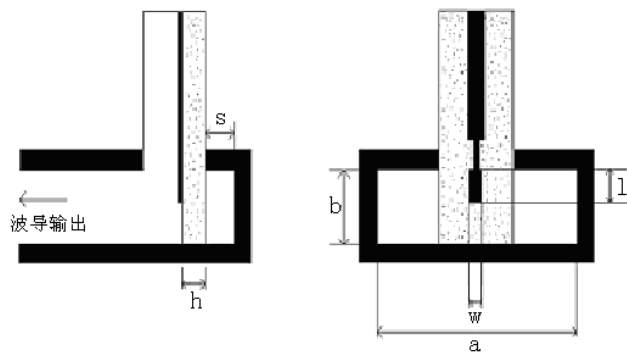


图 1 矩形波导-微带 E 面探针过渡模型

本过渡结构中，探针的长宽、阻抗变换段长宽、波导短路端的长度及微带-波导耦合窗的高度、宽度都是影响过渡性能的敏感参量。设计时应当找到合适的参量组合，使其过渡性能达到最优。

U 波段全频段矩形波导-微带探针过渡的 CST/模型及仿真结果如图 2 所示。

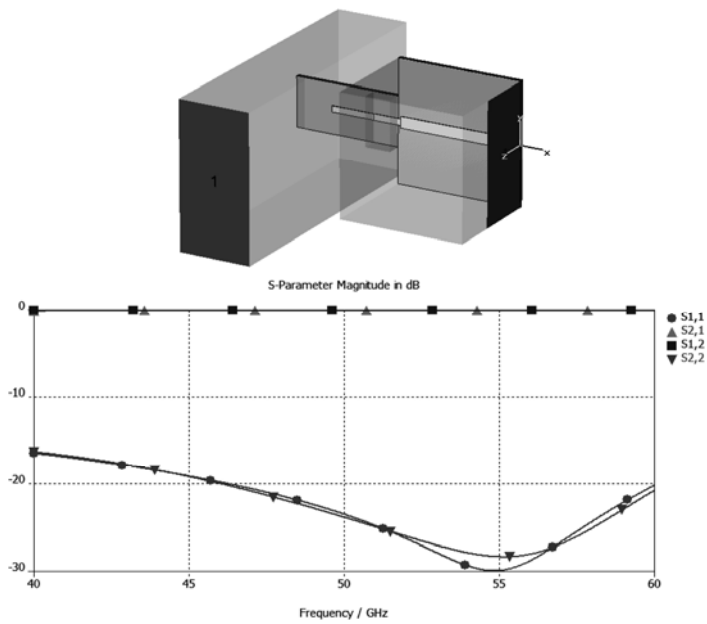


图 2 CST 软件环境下的 U 波段矩形波导-微带探针过渡模型及仿真曲线

W 波段矩形波导-微带探针过渡的 CST 模型及仿真结果如图 3 所示。

2.2 输入和输出滤波器的设计

输入滤波器采用微带高低阻抗线低通滤波器，其 CST 模型和仿真结果如图 4 所示。输入滤波器的作用是使基频信号低插损地通过，并对二次谐波起到抑制作用。

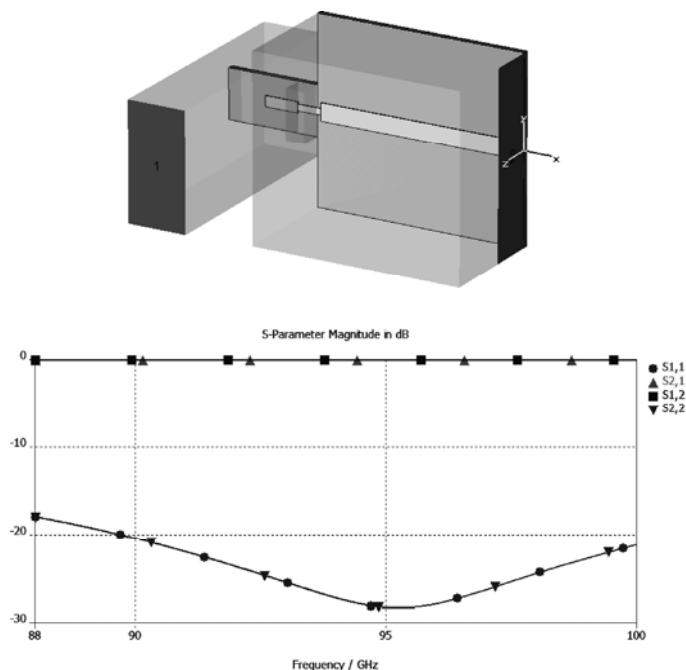


图 3 CST 软件环境下的 U 波段矩形波导-微带探针过渡模型及仿真曲线

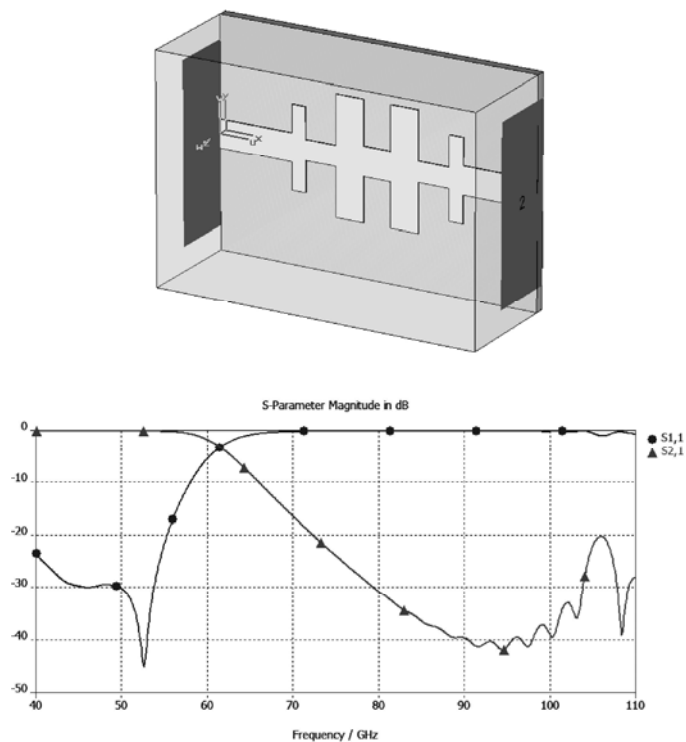


图 4 CST 软件环境下的 45~48GHz 微带低通滤波器模型及仿真曲线

输出滤波器采用耦合形式微带带同滤波器，并尽可能对基频信号起到抑制作用。输出滤波器的模型及仿真结果如图 5 所示。

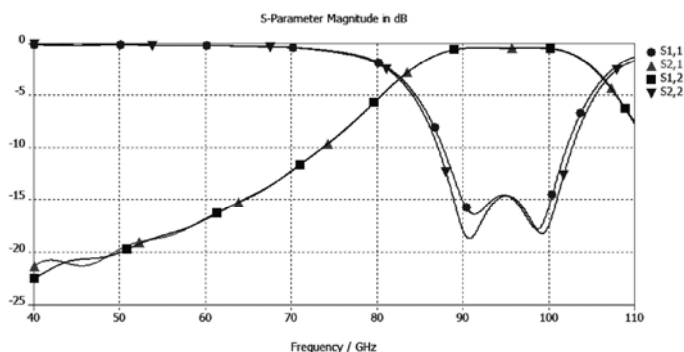
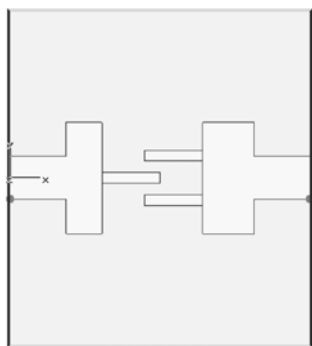


图 5 CST 软件环境下的 92~96GHz 带通滤波器模型及仿真曲线

2.3 输入和输出匹配的设计

由于倍频二极管是非线性器件，其输入输出阻抗的虚部不为零，这就为二极管和标准微带之间的匹配提出了较高的要求。本文采用双短截线匹配网络。采用双短截线匹配具有设计简单，调节方便等优点。电路形式如图 6 所示，中间灰色部分为梁式引线肖特基二极管模型。

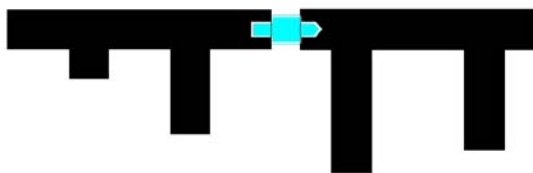


图 6 ADS 软件环境下的二极管输入输出阻抗匹配电路模型

2.4 W波段二倍频器的仿真与优化

滤波和匹配电路设计好后，将各部分电路在安捷伦先进设计系统 ADS 里进行系统级谐波仿真，并把匹配电路尺寸设为变量，对倍频电路整体性能进行优化，其中二极管采用梁式引线砷化镓肖特基势垒二极管，输入和输出滤波器模型采用 CST 仿真结果生成的 s2p 文件建模。优化电路形式和优化结果如图 7 所示。

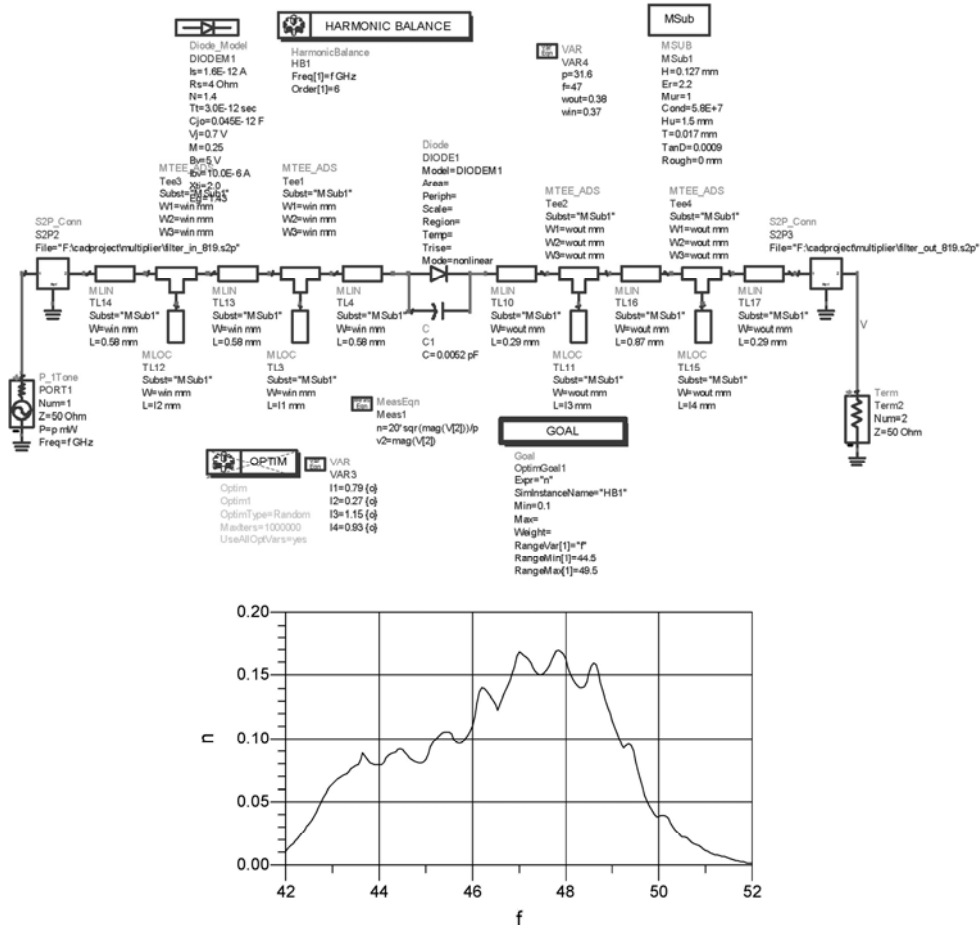


图 7 ADS 软件环境下的微带二倍频电路仿真电路及倍频效率优化曲线

3 测试结果分析

根据以上仿真与优化结果，制作了 W 波段二倍频器电路实物。当输入功率为 32mW 时，测试数据如图 8 所示。由曲线可知，频率为 95GHz 时倍频效率最高。由于未考虑波导-微带探针过渡的插损，所以本倍频器的实际倍频效率要高一些。

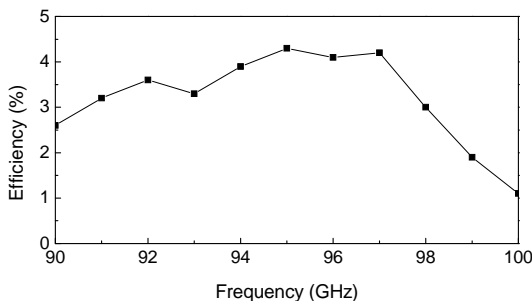


图 8 实测倍频器的倍频效率与频率的关系曲线

4 结束语

本文对 W 波段二倍频器进行了研究, 整个电路采用微带形式制成, 由矩形波导-微带探针过渡、滤波器、阻抗匹配单元和倍频二极管几个部分构成。首先用高频电磁场仿真软件 CST 对滤波器和探针过渡进行仿真和优化, 然后提取单元电路参数在 ADS 中进行电路整体性能的优化。测试结果与软件仿真结果比较吻合, 达到了理想的倍频效果。本倍频电路的研制过程中需注意以下几点:

(1) 在设计非线性器件两端的阻抗匹配电路时, 采用了双短截线匹配网络。相对于单支节匹配网络, 双短截线匹配具有便于优化、便于调试等优点, 缺点是造成了电路尺寸的增大。

(2) 输出滤波器要求对有用谐波低插损输出, 而对基频进行有效抑制与发射。本设计中采用一种经过改进的耦合微带形式带通滤波器, 测试表明在基频附近具有-20dB 左右的抑制, 可有效反射基频。设计耦合微带式毫米波滤波器时应考虑到工艺水平, 避免将微带尺寸和微带间隙设置得过小, 从而为加工生产带来难度。一般我们将微带线宽和间隙控制在 0.12 毫米以上。

(3) 在系统级电路优化时, 我们将倍频效率设置为优化目标, 将匹配电路各个尺寸参数设为优化变量, 达到了满意的优化结果。

参 考 文 献

- [1] 薛良金. 毫米波工程基础[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2004
- [2] 顾其铮等. 微波集成电路设计[M]
- [3] Seng-Woon Chen etc. Rigorous analysis and design of a high-performance 94GHz MMIC doubler[J], IEEE Trans-MTT, Vol.41, No12, Dec. 1993, pp.2317-2322.
- [4] H.Wang etc. A W-band source module using MMIC's[J], IEEE Trans-MTT, Vol.43, pp.1010-1015, May 1995.
- [5] Geroge E. Ponehak Alan N Downey. A new Model for Broadband Waveguide-to-Microstrip Transition Design[J]. MicrowaveJournal, 1998;(5)
- [6] Antti V Raisanen Timo J Tolmunen. Development of Efficiency Frequency Multipliers[J]. IEEE Trans-MTT, 1973;21(1):37-39
- [7] 刘婧. 三毫米低噪声放大器及开关组件研究[D]. 成都: 电子科技大学物理电子学院, 2008
- [8] 肖仕伟, 三毫米波二倍频器研究[J]. 无线电工程, 第 30 卷, 第 6 期, 2000.

X波段小型化Drop-in环行器的研制

金国庆 唐正龙 刘旷希

(南京广顺电子技术研究所, 南京 210013)

摘要:介绍了一种用于某相控阵雷达 T/R 组件中的小型化环行器。外形尺寸仅为 $\Phi 6.35 \times 4\text{mm}$, 插入损耗 $\leq 0.4\text{dB}$, 反向隔离 $\geq 20\text{dB}$, 驻波系数 ≤ 1.25 , 相对带宽 10%。在相控阵雷达发射和接收系统作功率放大器、开关放大器的输入、输出隔离以及在测量系统中起去耦作用。

关键词:小型化 环行器

1 引言

宇航技术和微波通讯技术不断发展, 在无线电控遥测、卫星通讯、微波中继通讯、相控阵雷达系统和医疗器械等方面大量地应用各种微波铁氧体元件, 并向着小型化、集成化、固态化、平面化的方向发展。微波铁氧体环行器、隔离器的小型化也是其中重要的组成部分。近年来, 我所研制、开发并生产的用于移动通讯用的 800/900MHz 环行器/隔离器, 体积从最初的 $30 \times 33 \times 12\text{mm}$ 缩小到现在的 $19 \times 25.4 \times 8\text{mm}$, X 波段环行器/隔离器也从最初的 $8.9 \times 15 \times 7\text{mm}$ 缩小到现在的 $\Phi 6.35 \times 4\text{mm}$, 体积缩小了几倍, 无论从体积和性能方面, 都达到了国际先进水平。

2 环行器的设计

2.1 设计考虑

结环行器的设计在很多论文里已作了描述, 并已被研究者们所熟知。本环行器工作频率在 X 波段, 由于体积小, 要想获得较宽的带宽, 一般都选择在旋磁铁氧体周围套一聚四氟乙烯介质环, 介电常数 ϵ_r 仅为 2.05。所以, $1/4$ 波长过渡线相应地较长, 这无疑增大了环行器的几何尺寸。国外报导了采用高介电常数陶瓷环, ϵ_r 可达到 25。采用高介电常数陶瓷环作介质有两个优点, 一是大大减小了 $1/4$ 波长过渡线的几何长度; 二是应用高介电常数介质环后耦合角减小, 截止波数 KR 值可由原来得出的 1.84 降低到 1 以下, 这又进一步减小了铁氧体圆片的直径。由此可见, 采用高 ϵ_r 介质环可减小环行器的尺寸及重量。但是采用介质环也有不利因素, 例如陶瓷材料硬而脆, 不易加工成环形。此外, 介质环的内径和旋磁铁氧体外径公差配合精度一定要高。本课题采用美国 Trans-Tech 公司的复合陶瓷铁氧体来设计结环行器, 减少了很多机加工及烧结工艺的麻烦, 同时由于铁氧体圆片的介电常数可达到可随意定制, 大大缩短了研发的周期。

2.2 设计计算

全铁氧体 X 波段环行器的设计计算按下列步骤进行, 中心导体采用双 Y 结, 中心频率为 f_0 , 铁氧体半径 R 按经典公式计算:

$$KR=1.84$$

$$K \text{ 为波数, } K=2\pi/\lambda_0(\epsilon_0\epsilon_e\mu_0\mu_e)^{1/2}$$

$$R=1.84\lambda_0/2\pi(\epsilon_0\epsilon_e\mu_0\mu_e)^{1/2} \quad (1)$$

式中, ϵ_0 、 μ_0 分别为铁氧体真空介电常数和磁导率, ϵ_e 、 μ_e 分别为铁氧体有效介电常数和有效磁导率。若 $f_0=9\text{GHz}$, 铁氧体 $\epsilon_r=14$, 铁氧体的半径 $R=1.84\lambda_0/2\pi(\epsilon_0\epsilon_e\mu_0\mu_e)^{1/2}=2.5\text{mm}$, 显然直径 $D=5\text{mm}$ 是偏大了。

实践证明 KR 的许多解在不同的条件下不同。Helszajn 对 ψ_s 角和 R_0 的影响作了描述^[2], 所使用的 Y 结如图 1 所示。

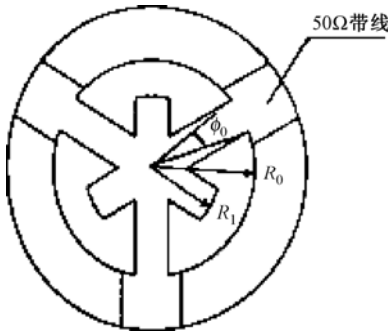


图 1 应用平面 Y 谐振器的环行器结

这种谐振器的分裂频率随 R_i/R_0 、分裂因子 k/μ 的变化而变化。图 1 中当 $R_i/R_0=1$ 时的分裂频率与圆盘谐振器相同。在其余条件下, 分裂频率与耦合角 ψ_s 有关。当 ψ_s 为某一数值时, 分裂频率与 R_i/R_0 、 k/μ 之间有一定的关系。

Helszajn 在另外文章里应用两个 $1/4$ 波长变换器对 Y 结环行器所作的分析中指出, 当 $\psi_s=0.26\text{rad}$ 时, KR 与陶瓷环的 ϵ_r 和 R/H 有关, 经计算获得了如图 2 所示的曲线。从图 2 中可以看出, R/H (H 为铁氧体厚度) 值愈小, KR 值愈小; ϵ_r 愈大, KR 值愈小, 这对环行器的小型化极其有利。

按文献[2]分析, 并通过 HFSS 仿真, 采用高介质环的陶瓷介质, ΔH 较小的铁氧体材料, $KR=0.9$, 再应用 (1) 式计算得:

$$R=0.9\lambda_0/2\pi(\epsilon_0\epsilon_e\mu_0\mu_e)^{1/2}=1.15\text{mm}$$

这一结果和实际结果较为接近, 如果 $R/H<1.968$, 则选择 $H=0.8\text{mm}$ 。至于 $1/4$ 波长变换器的长度可按在介质传播的电磁波的对应公式来计算, $1/4$ 波长变换器的宽度可应用相关阻抗公式来计算, 本文不再描述。

通过上述计算并通过 HFSS 仿真所获得的环行器中心导体形状如图 3 所示。

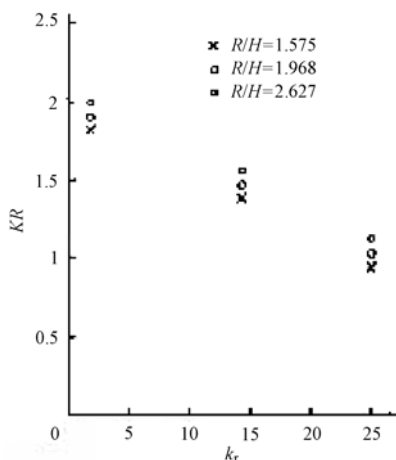


图2 加介质环紧耦合带线谐振器谐振频率

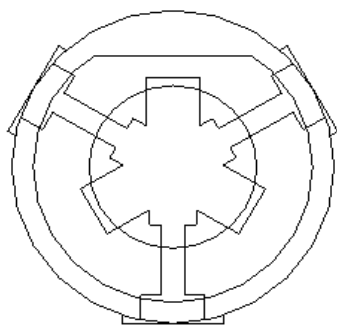


图3

3 结果和讨论

3.1 小型化

X 波段复合陶瓷铁氧体环行器的 KR 值大约为 0.9，明显低于加低介电常数介质环结构环行器的 KR 值 (1.84)，由此可见这非常有利于器件的小型化。最终所研制的复合陶瓷环行器外形尺寸缩小了大约 1 倍，电性能如图 4 所示：环行器的主要电性能为 X 波段（带宽 10%）， $a_{\leq} 0.4\text{dB}$ ， $a_{\geq} 20\text{dB}$ ， $\text{VSWR} \leq 1.25$ ，工作温度： $-55 \sim +85^\circ\text{C}$ 。体积和电性能都达到了国际先进水平。

3.2 温度特性

一般的环行器工作温度范围都不很宽，其温度特性受铁氧体饱和磁化强度、外加偏置场的温度特性影响。铁氧体饱和磁化强度随工作温度的升高而降低，因而导致工作频率向低频漂移，铁氧体的这一物理特性是无法克服的。但是，我们可以采用高居里温度的铁氧体，以减小其温度变化的影响。采用负温度系数的钆钴永磁体，保证了环行器的宽温工作性能。

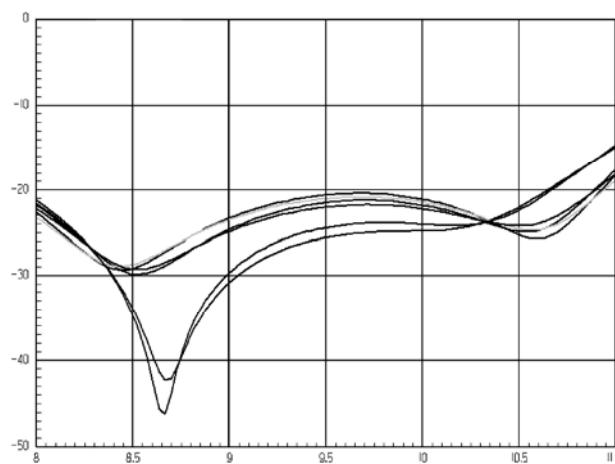


图 4

4 结论

从所研制的小型化 Drop-in 环行器性能可以看出复合陶瓷铁氧体环行器所计算的 KR 值与实验结果相符合，说明分析是合理的，可用于较宽频带同轴环行器/隔离器的设计。

参 考 文 献

- [1] 沈维福. 小型化 2~4GHz 环行器的研制[J]. 磁性材料及器件, 1994,25(4): 2.
- [2] Helszajn J. IEEE Trans MTT, 1991, 39(10): 1681.

阶梯型金属膜片加载的方波导圆极化器的研究

杨 龙¹ 伍捍东² 高宝建¹ 魏茂华²

(1、西北大学, 信息科学与技术学院, 陕西, 西安, 710069;

2、西安恒达微波技术开发公司, 陕西, 西安, 710061)

摘 要: 在阶梯型金属膜片加载的方波导圆极化器中, 金属膜片的厚度是一个重要的参数, 通常的设计中, 金属膜片的厚度要求在 0.6mm 以下。然而, 在实际的应用中, 出于对膜片机械强度的考虑, 必须增加膜片的厚度, 本文将对阶梯型金属膜片加载的方波导圆极化器用奇偶模激励法和模式匹配法进行分析, 同时给出厚度为 1mm 的膜片的设计参数。

关键词: 圆极化器、方波导、阶梯型金属膜片

Experimental Research On The Square Waveguide circular Polarizer with metal Stepped septum

Yang long¹ Wu hang dong² Gao bao jian¹

(Information Science and Techonology college, North West University, Shan Xi, China, 710069

Xi'an HengDa Microwave Technical Development Company, Shan Xi, China, 710061)

Abstract: The metal stepped septum's thickness is a important parameter in the square waveguide circular polarizer. In the numerous literatures, the thickness of metal septum is under 0.6mm in Ku band. But for the appilications, the thickness of the septum should to be enhanced. In this paper, the polarizer is analysed with even—odd mode excitation and mode matching theory. In Ku band, the other parameters of the 1mm septum are given.

Key words: circular polarizer, square waveguide, metal stepped septum

1 引言

对于航天飞行器上工作的圆极化天线, 由于受到工作环境的限制, 在圆极化器的设计上必须考虑到可靠性和安全性, 由于阶梯型金属膜片加载的方波导圆极化器具有无须介质和可以整体加工的优势, 所以这种圆极化器比较适合工作在宇宙空间。然而, 通常在设计中, 膜片厚度要求小于 0.6mm, 为了增强膜片的机械强度和膜片的抗温变能力, 需要将膜片的厚度增加到 1mm。然而, 膜片厚度的增加必然要导致电气指标的变化。如果采用只改变膜片厚度, 而其余部分仍按照文献[1]中所给定的尺寸不变, 电气指标将会变差。通过仿真优化, 当膜片厚度增加到 1mm 时, 只要其余部分的尺寸也做相应的改变, 可以达到较好的电气指标。从而达到了电气性能和机械强度的统一。

2 理论分析

圆极化波的形成来自于相位相差 90° 的两个等幅正交的电场分量，要产生等幅正交的电场分量，微波器件通常选用沿纵向对称的结构，比如圆波导，和方波导。在方波导中，其主模为 TE_{10} 和 TE_{01} 模，场量的表达式为：

$$\begin{aligned} H_z &= A_{10} \cos \frac{\pi}{a} y \cdot e^{-j\beta_{10}z} \\ TE_{10} \text{ 模: } H_y &= j \frac{\beta_{10}}{k^2_{10}} \cdot \frac{\pi}{a} A_{10} \sin \frac{\pi}{a} y \cdot e^{-j\beta_{10}z} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} E_x &= jZ_0 A_{10} \frac{\beta_{10}}{k^2_{10}} \cdot \frac{\pi}{a} \sin \frac{\pi}{a} y \cdot e^{-j\beta_{10}z} \\ H_z &= A_{01} \cos \frac{\pi}{a} x \cdot e^{-j\beta_{01}z} \\ TE_{01} \text{ 模: } H_x &= j \frac{\beta_{01}}{k^2_{01}} \cdot \frac{\pi}{a} A_{01} \sin \frac{\pi}{a} x \cdot e^{-j\beta_{01}z} \\ E_y &= -jZ_0 A_{01} \frac{\beta_{01}}{k^2_{01}} \cdot \frac{\pi}{a} \sin \frac{\pi}{a} x \cdot e^{-j\beta_{01}z} \end{aligned} \quad (2)$$

其中： $k_{10}=k_{01}=\frac{\pi}{a}$, $\beta_{10}=\beta_{01}=\sqrt{k-\frac{\pi}{a}}$, $k=\frac{2\pi}{\lambda_0}$ A_{10}, A_{01} 分别为两种模式纵向电场的幅度。可以看出这两种主模式的电场是相互正交的，所以可以通过激励出方波导中的这两种模式，并使这两种模式的电场相位相差 90° 来形成圆极化波。为了达到这种目的，采用了在方波导中加载阶梯型金属膜片的方法来进行设计。

加载阶梯金属膜片的方波导圆极化器的内部结构和金属膜片的结构如图 1~图 3 所示。

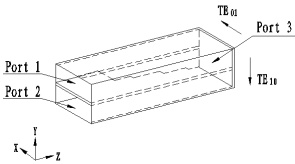


图 1 圆极化器结构

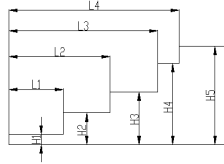


图 2 金属膜片结构

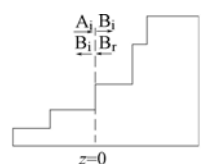


图 3 阶梯交界处结构

本文将从奇偶模激励法和模式匹配法对该圆极化器进行分析。

2.1 奇偶模激励法

由于加载阶梯金属膜片的圆极化器关于膜片成对称结构，所以对它的分析从定性上可以采用奇偶模式激励的方法。如果要使图 1 的结构产生圆极化的效应，应设置从 Port1 用 TE_{10} 模式进行激励，Port2 接匹配负载，这样在 Port3 便可以产生圆极化波。（或者采用相反的办法）

偶模激励时，Port1 与 Port2 同时用幅度为 1 的 TE_{10} 模进行激励，而奇模激励时 Port1 用幅度为 1，Port2 用幅度为 -1 的 TE_{10} 模进行激励。奇模激励和偶模激励所产生的响应之和等价于 Port1 用幅度为 2 的 TE_{10} 模进行激励，Port2 接匹配负载时所产生的响应。

当偶模激励时，由于金属膜片的上下壁的壁电流大小相等，方向相反，这样在金属膜片的不连续部分，壁电流的流动将不会被切断，一个端口的矩形波导在不连续处所产生电流将和另一个矩形波导在不连续处所产生电流形成回路，从而不会对输入的场产生影响，另外在偶模激励时，偶模中的传输场具有偶模传输特性，即将包含金属膜片的两矩形波导的分界面作为电壁，分界面的切线方向电场为 0，这时 Port3 处的响应仍是 TE_{00} 模。

当奇模激励时，对比偶模激励的情形，在金属膜片的上下壁，产生大小和方向相等壁电流，壁电流在不连续处被切断，从而产生模式的转换和反射。由于奇模中的传输场，具有奇模对称的特性。即将包含金属膜片的两矩形波导的分界面作为磁壁，分界面的切线方向磁场为 0，显然 TE_{00} 模式不具备这种特性，故通过在不连续处的模式转换，输入的能量将部分被反射，部分转化为 TE_{01} 模式。因而这时在 Port3 处的响应是 TE_{01} 模式。

综上所述，当 Port1 用 TE_{00} 模式进行激励，Port2 接匹配负载时，Port3 端口的输出为：

$$\bar{E}_3 = \bar{E}_{TE_{00}} + \bar{E}_{TE_{01}} = e^{j\theta_1} \bar{a}_y + (1 - \Gamma) e^{j\theta_2} \bar{a}_x \quad (3)$$

由此可见，在 3 端口的输出，产生了正交的具有相位之差的分量，形成了产生圆极化波的基础。

2.2 模式匹配法

按照图 1 所示，该圆极化器可以分为矩形波导，金属膜片过渡，和方波导三部分。按照图 3 所示的金属膜片，可以认为膜片的每一个阶梯都是相互独立的，所以每一个阶梯段可以等效的看作为一段脊波导，应用脊波导脊边缘的边界条件可以得到这一段的散射矩阵。

在两个阶梯的交界处，由于膜片高度的陡然下降，出现了一个不连续的部分，这时入射模将激励出沿 $z \geq 0$ 和 $z \leq 0$ 传播的无穷多个模式的场。根据场相等理论，激励出的沿 $z \leq 0$ 传播的场将和入射模进行叠加，并且和沿 $z \geq 0$ 传播的场具有相等的切向分量。通过这个关系，可以计算出不连续部分的散射矩阵。计算如下：

在 $z \leq 0$ 部分，根据图 3 i 区域的电场和磁场分别是：

$$E_i = \sum_{n=1}^N [A_{in} e^{-j\gamma_{in} z} + B_{in} e^{j\gamma_{in} z}] \bar{e}_{in}, \quad H_i = \sum_{n=1}^N \frac{1}{Z_{in}} [A_{in} e^{-j\gamma_{in} z} - B_{in} e^{j\gamma_{in} z}] \bar{a}_z \times \bar{e}_{in} \quad (4)$$

可以看出， A_{in} 和 B_{in} 分别是对应第 n 种模式的在 $z \leq 0$ 段的传播和反射系数， Z_{in} 和 γ_{in} 分别是第 n 种模式的波阻抗和传输常数。

在 $z \geq 0$ 部分，r 区域的电场和磁场分别是：

$$E_r = \sum_{m=1}^M [B_{rm} e^{-j\gamma_{rm} z} + A_{rm} e^{j\gamma_{rm} z}] \bar{e}_{rm}, \quad H_r = \sum_{m=1}^M \frac{1}{Z_{rm}} [B_{rm} e^{-j\gamma_{rm} z} - A_{rm} e^{j\gamma_{rm} z}] \bar{e}_{rm} \quad (5)$$

各种符号的含义可以参考上面的定义，为了保证近似后的边缘的性质，应当使 m 和 n 的取值尽量的大。在 $z = 0$ 部分，应用场相等理论和本征模的正交关系，得到：

$$PY_i[A_i - B_i] = Y_r[B_r - A_r] \quad (6)$$

$$[A_i + B_i] = P^T[B_r + A_r] \quad (7)$$

其中

$$P_{nm} = \int \bar{e}_{in} \cdot \bar{e}_{rm}^* ds \quad (8)$$

$$\text{令:} \quad B = \begin{pmatrix} B_i \\ A_r \end{pmatrix} \quad A = \begin{pmatrix} A_i \\ B_r \end{pmatrix} \quad S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (9)$$

这样通过式 (6)，(7) 和 (9) 就可计算出不连续处的散射矩阵是：

$$\begin{aligned} S_{11} &= [P^T Y_r^{-1} P Y_i + I]^{-1} [p^T Y_r^{-1} p Y_i - I] & S_{12} &= 2[P^T Y_r^{-1} P Y_i + I]^{-1} P^T \\ S_{21} &= 2[Y_r^{-1} P Y_i P^T + I]^{-1} [Y_r^{-1} P Y_i] & S_{22} &= [Y_r^{-1} P Y_i P^T + I]^{-1} [I - Y_r^{-1} P Y_i P^T] \end{aligned} \quad (10)$$

通过将阶梯段和不连续段的散射矩阵进行串联，就能得到圆极化器的总的散射矩阵，这样就可以从数值上明确的表示出金属膜片圆极化器的传输和反射性质。

3 设计步骤

(1) 根据所要求的设计指标，确定所使用的阶梯的级数，方波导尺寸，我们选择 4 级的阶梯膜片如图 2。

(2) 因为在实际应用中，金属膜片厚度太薄容易使其产生形变，在工程中只将膜片的厚度增至 1mm，而其他部分的尺寸仍按照文献[1]不变，用 CST 软件仿真得到的结果如图 4 所示。

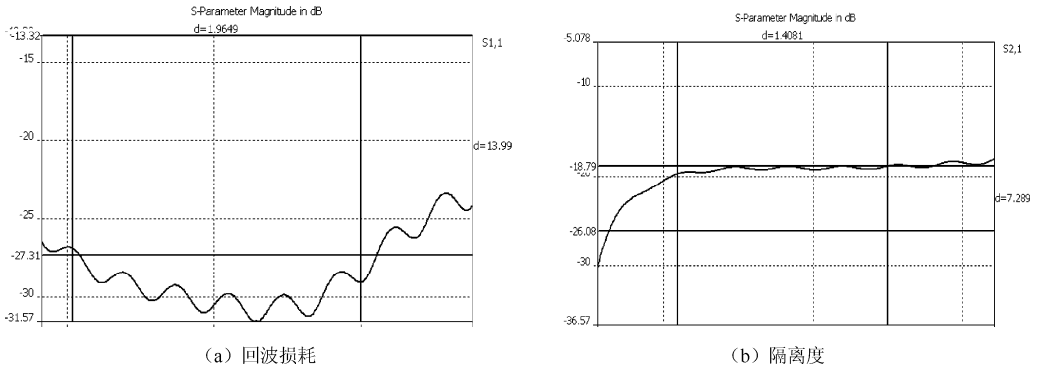
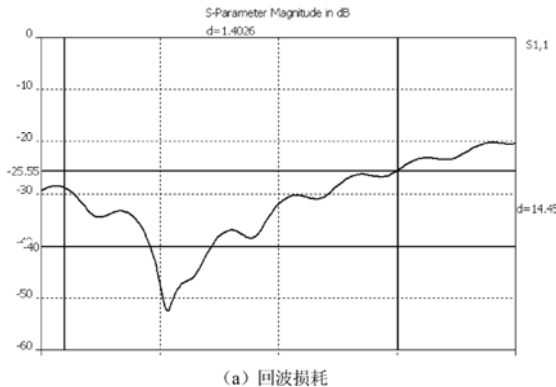


图 4

这时回波损耗小于-27dB 和隔离度大于-20dB，这是因为文献[1]的尺寸有其对膜片厚度的要求，如果对膜片的机械强度要求提高，需要加强膜片厚度时，如果只增加膜片厚度而保持其他的尺寸仍按照文献[1]不变，极化器的性能将有很大的降低。

在本次设计中根据实际情况的要求，需要膜片厚度为 1mm，如果只增加膜片厚度而其他部分的尺寸仍按照文献[1]中的参数时，极化器的性能将降低，于是对其余参数进行了优化，优化的结果是： $L_4 = 0.949\lambda_0$, $L_3 = 0.775\lambda_0$, $L_2 = 0.462\lambda_0$, $L_1 = 0.264\lambda_0$, $H_5 = 0.597\lambda_0$, $H_4 = 0.470\lambda_0$, $H_3 = 0.332\lambda_0$, $H_2 = 0.190\lambda_0$, $H_1 = 0.087\lambda_0$ 时， λ_0 为中频点的空间波长，用 CST 软件仿真得到的结果如图 5 所示。



(a) 回波损耗

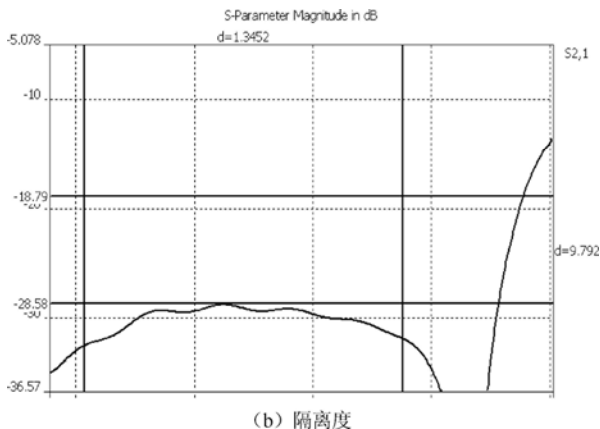
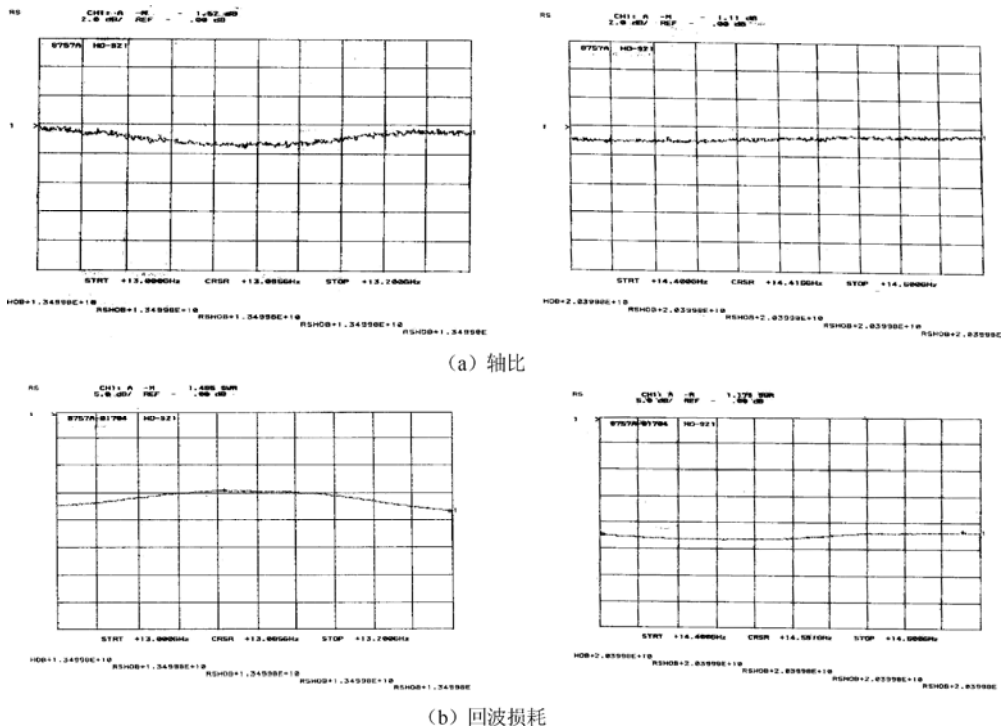


图 5

从图中可以看出，回波损耗小于-25.5dB 和隔离度小于-28dB。

4 实测结果和结论

按照设计步骤中（3）的尺寸设置，我们做出了实物，经过实物测量，在中心频率处的轴比为 1.51dB，在要求的频带内回波损耗小于-21.7dB，如图 6 所示。由于该结构也只是为提高膜片的抗形变能力所设计，在膜片厚度为 1mm 时得到了较好的结果。



图（6）

参 考 文 献

- [1] M.H.Chen and G.N. Tsandoulas,"A wide—band square—waveguide array polarizer" ,IEEE Trans.Antennas Propagat.vol.AP—21 ,pp.389—391 ,May 1973.
- [2] J.Bornemann and F.Arndt,"Modal S—matrix design of metal finned waveguide components and its application to transformers and filters."IEEE Trans.Microwave theory Tech,vol.40,pp.1528—1537,July 1992.
- [3] T.Ege and P.McAndrew,"Analysis of stepped septum polarizer",Electronics Letters,vol.21,pp. 1166—1168 .Nov.1985.
- [4] 章日荣, 杨可忠, 陈木华著,《波纹喇叭》, 1988, 人民邮电出版社。
- [5] 林为干 符果行, 邬琳若, 刘仁厚著,《电磁场理论》, 1996, 人民邮电出版社。

分集天线在modem手机上的设计与实现

海 宇 马大鹏 王 昆

(北京德信无线技术有限公司, 北京 100015)

摘 要: 利用天线分集原理对较小尺寸 modem 手机上分集天线进行建模和仿真分析, 对位置和结构进行调整, 确定最佳天线位置, 设计了一款四频主天线和其单频分集天线, 通过进行天线被动测试和实际测试, 实现较好的性能指标, 其结果具有工程参考价值。

关键词: 分集接收; 分集天线; modem 手机

手机天线技术的发展迅速, 特别在带有数据卡功能的 modem 手机上, 由于对下行速率要求的提高, 使得手机接收分集及分集天线技术逐步广泛应用。手机接收分集技术采用多个天线来接收信号, 并对接收信号进行联合处理, 来提高前向链路容量, 它可以提高系统抗多径衰落性能, 另外还可以提高网络系统容量。本文以 MRD (mobile receive diversity) 技术为指导, 利用天线仿真软件对 modem 手机分集天线进行仿真, 设计了一款较小尺寸 modem 手机的分集接收天线, 并通过实际测试验证了其性能, 能够实现较好的天线效率和隔离性能, 最终在实际应用中提高了接收性能。

1 理论分析

分集接收是利用信号和信道的性质, 将接收到的多径信号分离成互不相关 (独立的) 的多径信号, 然后将多径衰落信道分散的能量更有效地接收起来处理之后进行判决, 从而达到抗衰落的目的。

通常有多种方法实现分集接收, 例如空间分集, 频率分集, 时分分集, 极化分集, 角度分集等等方式。无论何种实现方式, 最重要的一点就是要使接收信号具有不相关性。手机上通过不同位置的不同特性的天线来实现分集接收, 这些天线间彼此要具有很好的不相关性。

在手机的应用中, 限于手机的面积等因素, 目前广泛使用双天线实现分集接收, 其系统框图如图 1 所示:

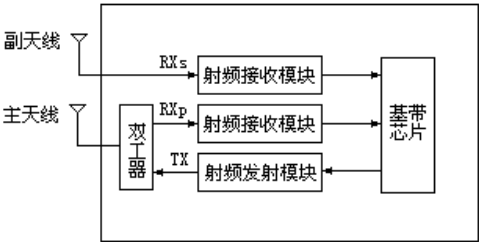


图 1 手机分集接收系统框图

信号由基带芯片产生，经射频发射模块进入双工器，通过主天线进行发射；接收信号有两条通路，一条通过主天线接收进入双工器，经射频接收模块进入基带芯片处理，另一条通过副天线接收，经射频接收模块进入基带处理芯片。两路信号在基带芯片中通过特殊算法进行接收信号的分析处理和合成，从而达到降低信道噪声和干扰，提高信号质量的目的。

主天线和副天线的设计成为了实现手机分集接收功能的一个重要课题。在手机天线被动性能（passive performance）设计阶段，需要考虑以下因素：第一，要手机天线满足一定数值的效率指标，第二，两个天线需要具有良好的隔离度，第三，为了实现天线的不相关性，需要两天线具有较小的互相关性。第四，为了美观以及工业设计的要求，需要内置天线。

反射系数定义为：

$$|S_{11}| = \left| \frac{z_{antenna} - 50ohms}{z_{antenna} + 50ohms} \right| \quad (1)$$

其中 $z_{antenna}$ 为天线的特征阻抗。反射系数与频率有关，反映了对特定频率的信号的发射和接收能力。

天线效率定义为：

$$\eta = \frac{power_{antenna}}{power_{conducted}} \quad (2)$$

其中 $power_{antenna}$ 是天线辐射的功率，而 $power_{conducted}$ 是传导功率到达天线馈点处的功率值。效率直观的体现了天线对于不同频率的发射和接收能力。

分集接收引入一个重要的参数叫做包络相关系数（Envelope correlation coefficient） ρ_e 。

根据定义，包络相关系数具有下面的计算公式：

$$\rho_e = \frac{a}{b \cdot c}, \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} a &= \left| \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_1^*(\theta, \varphi) \cdot E_2(\theta, \varphi) \cdot P(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta \cdot d\varphi \right|^2 \\ b &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_1^*(\theta, \varphi) \cdot E_1(\theta, \varphi) \cdot P(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta \cdot d\varphi \\ c &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_2^*(\theta, \varphi) \cdot E_2(\theta, \varphi) \cdot P(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta \cdot d\varphi \end{aligned}$$

其中 $E_1(\theta, \varphi)$ 和 $E_2(\theta, \varphi)$ 分别为主天线和副天线的电场分布， θ 为垂直方向角， φ 为水平方向角， $P(\theta, \varphi)$ 是基站信号的一个角分量。

对于实际测试，需要将以上公式离散化。在天线测试的暗室中，我们测试不同的垂直角度 θ_i 和水平角度 φ_j ；得到以下数据：

$$E_1(\theta_i, \varphi_j) = \hat{\theta} \cdot E_{1\theta}(\theta_i, \varphi_j) + \hat{\varphi} \cdot E_{1\varphi}(\theta_i, \varphi_j) \quad (4)$$

$$E_2(\theta_i, \varphi_j) = \hat{\theta} \cdot E_{2\theta}(\theta_i, \varphi_j) + \hat{\varphi} \cdot E_{2\varphi}(\theta_i, \varphi_j) \quad (5)$$

其中 $i=1 \dots M$ ； $j=1 \dots N$ ， M 和 N 分别为暗室能够测试的垂直以及水平方向的最大点数。

这样便有以下公式：

$$\eta_1 = \frac{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \left[E_{1\theta}(\theta_i, \varphi_j)^2 + E_{1\varphi}(\theta_i, \varphi_j)^2 \right] \sin(\theta_i) \cdot \Delta\theta \cdot \Delta\varphi}{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \sin(\theta_i) \cdot \Delta\theta \cdot \Delta\varphi} \quad (6)$$

$$\eta_2 = \frac{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \left[|E_{2\theta}(\theta_i, \varphi_j)|^2 + |E_{2\varphi}(\theta_i, \varphi_j)|^2 \right] \sin(\theta_i) \cdot \Delta\theta \cdot \Delta\varphi}{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \sin(\theta_i) \cdot \Delta\theta \cdot \Delta\varphi} \quad (7)$$

$$\rho_e = \frac{|A_{12}|^2}{A_{11} \cdot A_{22}} \quad (8)$$

其中

$$A_{12} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \left[\frac{2 \cdot E_{1\theta}(\theta_i, \varphi_j) \cdot E_{2\theta}^*(\theta_i, \varphi_j) \cdot P_\theta(\theta_i, \varphi_j) + E_{1\varphi}(\theta_i, \varphi_j) \cdot E_{2\varphi}^*(\theta_i, \varphi_j) \cdot P_\varphi(\theta_i, \varphi_j)}{\sin(\theta_i) \cdot \Delta\theta \cdot \Delta\varphi} \right]$$

$$A_{11} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \left[\frac{2 \cdot |E_{1\theta}(\theta_i, \varphi_j)|^2 \cdot P_\theta(\theta_i, \varphi_j) + |E_{1\varphi}(\theta_i, \varphi_j)|^2 \cdot P_\varphi(\theta_i, \varphi_j)}{\sin(\theta_i) \cdot \Delta\theta \cdot \Delta\varphi} \right]$$

$$A_{22} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \left[\frac{2 \cdot |E_{2\theta}(\theta_i, \varphi_j)|^2 \cdot P_\theta(\theta_i, \varphi_j) + |E_{2\varphi}(\theta_i, \varphi_j)|^2 \cdot P_\varphi(\theta_i, \varphi_j)}{\sin(\theta_i) \cdot \Delta\theta \cdot \Delta\varphi} \right]$$

其中关于理论的推导相关讨论可以参考相关文献。

这样，在实际测试中，我们只需要建立暗室选择合适的 M, N 值便可得到不同精度的各参数，从而为天线设计提供指导。

基于手机天线的要求，我们要实现以下目标：主天线和副天线都有较高的天线效率，主天线和副天线间有较大的隔离度，主副天线之间具有较小的包络相关系数。

在本设计中，由于留给天线的空间较小，我们采取的设计思路分为以下几个步骤：第一、根据经验结合结构分别设计主天线和副天线，满足各自的 S11, S22 性能；第二、根据仿真来确定两个天线的合适位置，以满足隔离度 S21 性能。第三，根据实测整改副天线来满足包络相关系数性能。

2 天线设计与仿真

首先，对单个天线进行设计，对于主天线，根据手机高度以及板内电磁环境，采用 PIFA 结构，设计频段为 GSM900、DCS1800、PCS1900，通过仿真，得到以下数据如图 2 所示。

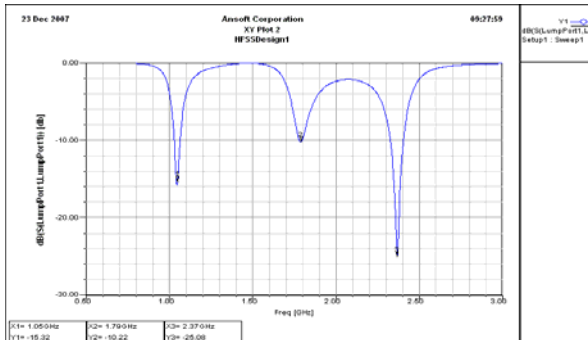


图 2 主天线反射系数 S11 仿真数据图

可以看到在相应频点能够满足较好的反射特性。对于分集接收天线，设计频段为 UMTS2100 频段，直接根据经验设计为 **monopole** 单馈点天线。之后对其相对位置进行仿真，以最佳隔离度为仿真目标。根据仿真，我们发现随着主副天线距离增大，两天线的隔离度在变小；在其他条件不变的情况下，副天线放置在尾端与手机 PCB 板长边平行放置时隔离度最大。在结构允许的条件下，我们最终选定了副天线的位置，仿真结果如图 3 所示。

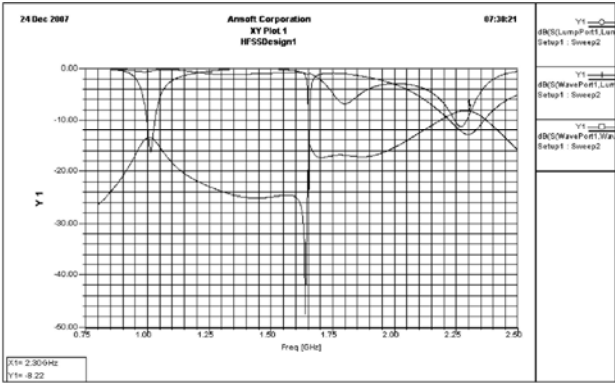


图 3 主副天线隔离度 S21 仿真数据图

按照设计进行了天线设计，通过一些细微调整，实测得到了天线的特性如图 4～图 6 所示。



图 4 主天线反射系数 S11 实测数据图

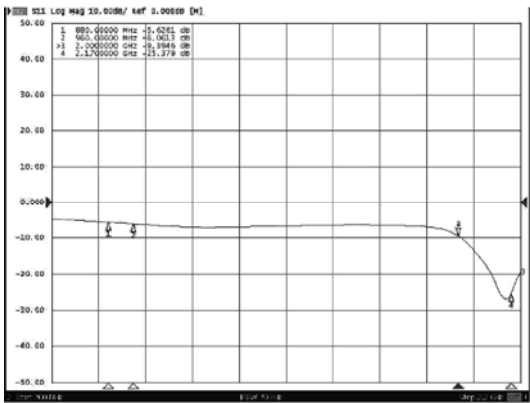


图 5 副天线反射系数 S11 实测数据图

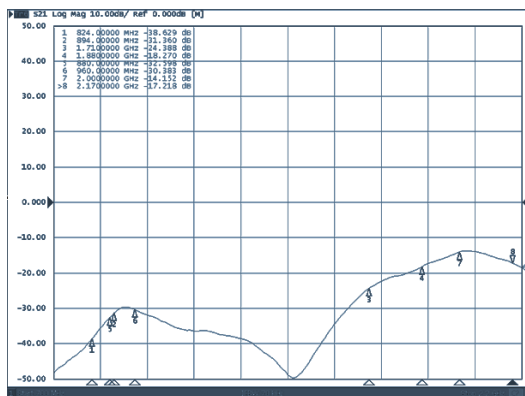


图 6 主副天线隔离度 S21 实测数据图

通过数据可以看出，主天线性能，副天线性能以及隔离度性能都有较好的指标。在天线全波暗室中测试相关性，选择 $M=127$, $N=64$ ，通过优化得到包络相关系数为 $\rho_e=0.7$ 。

3 结论

通过合理设计步骤，精密的仿真，结合经验，以理论为指导，对于 modem 手机的分集接收天线进行了设计，通过实测达到了预期的性能指标，并且通过场测提高了下行速率，对 modem 手机的设计具有一定的工程参考意义。

参 考 文 献

- [1] Johnson, R.C. *Antenna Engineering Handbook*, 3rd edition, McGraw-Hill, Inc., 1993
- [2] Colburn, J.S., Rahmat-Samii, Y., Jensen, M.A., Pottie, G.J. "Evaluation of personal communications dual-antenna handset diversity performance," *IEEE Trans. Veh. Tec.*, 1998
- [3] Fujimoto, K., James, J.R., *Mobile Antenna System Handbook*, 2nd edition, Artech House, Inc., 2001.
- [4] Wong, K-L., *Planar Antennas for Wireless Communications*, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [5] Gurelli, M.I., Black, P.J., Attar, R.A. *CDMA2000 1xEV-DO forward link throughput sensitivity to diversity antenna correlations*. IEEE Globecom, 2003

共形微带贴片天线性能研究

陈建军 熊庆旭 吕善伟 张 岩 聂熹尧

摘 要：本文主要对天线单元放置于物体之上的微带贴片天线单元，共形微带贴片天线单元的性能进行研究。利用 HFSS 软件对不同的微带贴片天线模型进行仿真，研究不同设计结构尺寸对于天线的增益，极化的影响，以及适用于 GPS 的圆极化圆柱共形微带天线尺寸及其性能参数。

关键词：微带贴片天线 共形 GPS

Study on the performance of conformal microstrip antenna

Abstract: In this paper, we studies the microstrip antenna element on trapezoidal object, and conformal microstrip antenna. Two kinds of microstrip antenna models are simulated by HFSS software. Moreover, the gain and AR of conformal microstrip antenna are investigated. In addition, we design a conformal microstrip antenna for GPS application .

Key words: Microstrip antenna Conformal GPS

0 引言

共形天线通长是指天线直接平镶在非平面的表面上,与平面共型号是其特例。对于星载和机载、弹载应用，共形天线具有很大的优点，不引入任何附加的空气动力阻力。共形天线一般指一个非平面的、与特定物体形状共形的天线，通常会作为飞机等高速运动物体表面的一部分[1]。通常所指的共形天线一般会是圆柱形、球形等，其辐射单元安装在平滑弯曲的物体表面或集成在物体之中，其阵列可由几千上万个分布在弯曲表面上的单独的天线单元组成。作为一种先进的天线技术，共形阵列的应用将极大地改善现行天线在机载搜索和跟踪任务上的性能，在情报、侦察、监视等领域提供巨大的改进功能[2]。

本文利用 HFSS 软件对微带贴片天线及共形模型进行仿真，研究良好的平面天线在进行一维弯曲后，阻抗特性以及方向特性的变化。天线经过共形，不再近似为传输线模型，而且传输线模型本身也是一种近似模型，所以利用 HFSS 软件直接用计算机进行最原始的运算，以求得比较准确的天线特性，再从仿真结果总结、分析不同参数的共形贴片天线性能的变化。

1 置放于物体上的微带贴片天线的性能研究

图 1 是微带贴片天线置放于梯形上端面上的模型示意图，端面尺寸为 44.7mm×44.7mm。

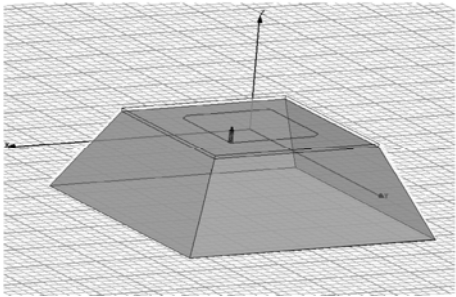


图 1 置于梯形底座上的微带贴片天线模型

微带天线基片厚度为.524mm, ϵ_r 为 4.39。讨论中将梯形上表面为天线地板的尺寸，梯形的高度与下表面边长进行了参数化，即可通过调节下表面面积或梯形高度，观察其对天线的影响。图 2 为具有不同参数梯形底座的端面微带天线反射系数的仿真结果

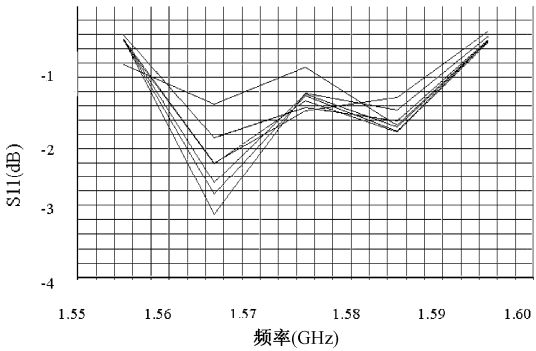


图 2 带有不同梯形底座的天线反射系数

表 1 不同参数梯形底座对应的反射系数

高度	下底面		
	80×80mm ²	100×100 mm ²	120×120 mm ²
15mm	-17.45dB	-16.19dB	-14.20dB
20mm	-15.13dB	-14.41dB	-10.66dB
25mm	-15.30dB	-14.48dB	-16.64dB

表 2 不同参数梯形底座对应的轴比

高度	下底面		
	80×80 mm ²	100×100 mm ²	120×120 mm ²
15mm	2.12dB	3.24dB	4.22dB
20mm	3.24dB	3.83dB	6.00dB
25mm	3.11dB	3.73dB	3.90dB

由表 1 表 2 可知，不同的参数梯形底座会对反射系数和轴比产生影响。当底面积为 80×80 mm²和 100×100 mm²，高度 15mm 和 20mm 时，随着底面积的增大,驻波比和轴比都变差。在高度为 15mm 和 20mm 时，随着底面积的增大，天线反射系数和轴比变差了。仿真表明，底座结构尺寸对天线性能有明显影响，设计时需要进行协同优化。

2 曲面共形微带贴片天线的仿真分析

图 3 是在 HFSS 软件中建立的在 YZ 平面上的弯曲而成的一维共形微带天线模型。

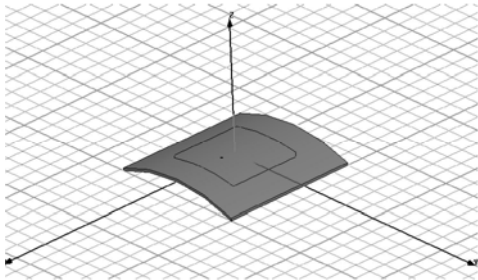
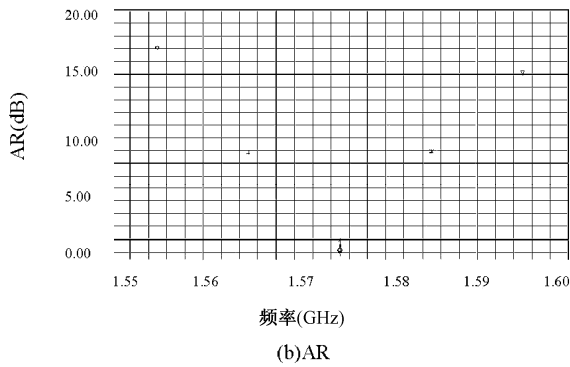
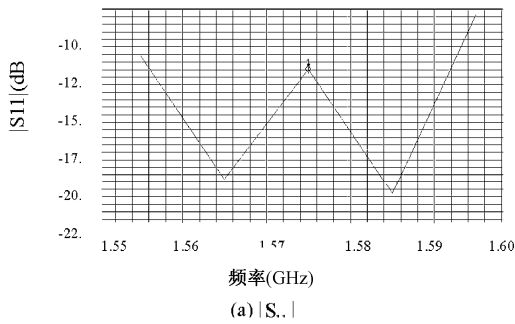


图 3 共形微带贴片天线模型

优化平面天线得到的天线尺寸参数在天线共形之后，需要重新进行优化。从驻波比可以看出，直接采用平面贴片优化尺寸时，匹配不满足需要。为了满足设计要求,需要对贴片进行优化^{[3][4]}。通过多次分别扫参得到一组性能大致满足要求的天线结构参数，即宽度弧度在 13.2 度左右，长度在 45.1mm 附近，切角大小为 7.3mm 左右。以下三图是优化后共形微带天线的反射系数，轴比和增益方向图仿真结果。



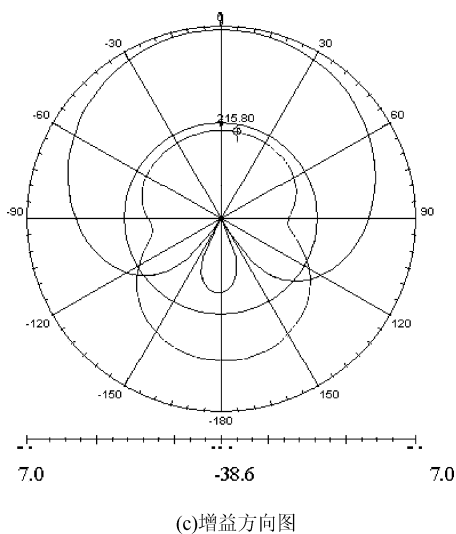


图4 优化共形微带贴片天线仿真结果

该天线的尺寸为长度为 45.3mm，宽度弧度为 13.2 度，馈电点位置为 9.2mm，切角大小为 7.3mm。工作频率为 1.575GHz 时，反射系数为-11.9dB，轴比为 1.1dB，天顶方向右旋圆极化增益为 6.0dB。

3 结论

通过 HFSS 建立了圆柱共形后的微带天线，并通过仿真发现共形后的天线性能都变差很多，通过理论上的分析，以及多次扫参，扫频的结果，发现共形后的天线需要优化，来满足弯曲后的平面投影变小，但这仅仅是一个主导因素，其中还牵扯了多方面的因素。所以，如果是一个曲率比较小的共形天线，在优化的时候我们只需要在优化后的平面天线的基础上利用上述介绍的共形天线仿真过程寻找优化参数即可。

参 考 文 献

- [1] Kraus J D, Marhefka R J. 天线[M]. 第三版. 章文勋译.北京: 电子工业出版社, 2005Kraus J D, Marhefka R J. Antennas[M]. Third Edition. Translated by Zhang Wenxun. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005 (in Chinese)
- [2] 朱松.共形天线的发展及其电子战应用[J].中国电子科学研究院学报,2007,6:562-567
- [3] 柯亨玉,侯杰昌.涂敷导.电圆柱曲面电振子共形天线辐射场 UTD 研究[J].武汉大学学报（自然科学版）,1998,44(1):89-93
- [4] 赵艳秋,宗鹏滕,飞刘斌.一种用于大型飞机共形天线的方向特性分析平台[J].中国航空学会 2007 年学术年会,机载,航电专题:62-69

国外毫米波电扫描技术

彭祥龙

(西南电子技术研究所 成都 610036)

摘要: 综述了国外近年来提出、实施或实现的各种毫米波电扫描技术, 并指出我国发展毫米波电扫描装备应该注意五个方面: 1) 新的电扫描原理; 2) 新的天线形式; 3) 毫米波 MMIC 芯片; 4) 集成封装技术; 5) 毫米波馈电技术。

关键词: 毫米波, 电扫描

Technologies of Electronically Controlled MMW Beam Steering

Peng Xianglong

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036)

Abstract: Various technologies of millimeter-wave beam electronically steering are reviewed. Five aspects are pointed out to which should be paid attention in attempts of developing millimeter-wave equipments with electronically controlled beam steering: 1). new principle of phase control; 2). new types of antenna elements; 3). millimeter-wave MMICs; 4). technology of integration packing; 5). technology of millimeter-wave feeding.

Key words: Millimeter-wave, Electronically beam steering

1 引言

凭借波束无惯性快速扫描的优势, 各类电扫描装备大大提高了战场监视、目标搜索跟踪、信号截获以及通信速率等战术性能, 能够实现同时(或分时)多功能, 电扫描成为当今各种频段的雷达、通信、对抗等装备研发的首选体制。

有别于其他频段, 在毫米波频段(30~300GHz, 本文含 Ka 频段低端)应用电扫描技术需要特别关注两个问题:

一是成本。毫米波在大气层中传播衰减大, 军用毫米波装备多数用于近程探测的战术平台, 必须控制其成本。目前毫米波功率器件的效率较低, 即便是用于空间探测的远程毫米波雷达, 也需要斟酌采用最合理的方案实现大的功率孔径积; 民用毫米波设备则更要强调其成本因素。

二是集成封装。毫米波波长短, 辐射阵元间距小, 而系统的损耗高, 效率低, 因此毫米波电扫描装备, 特别是要求宽角扫描的装备, 必须解决射频前端的馈电网络、波束形成、电磁兼容、热传导以及机械结构设计、加工、装配与维修等一系列集成封装的问题。

毫米波设备工作频带宽, 波束窄, 在雷达、通信、智能交通等领域应用越来越广泛, 针

对上述两个问题，国内外学者提出了许多新的思想与方法。本文综述了国外近年来提出、实施或实现的各种毫米波电扫描技术，为国内毫米波电扫描技术的发展提供一点借鉴。

2 普通毫米波电扫描技术

最简单的毫米波电扫描方案是移植微波频段的电扫描技术。包括基于移相器的一维线阵，矩形、三角形、六边形栅格或者共形的两维阵列，阵列馈电加反射面的有限相扫阵列；反射阵列；频率扫描阵列；透镜。

2.1 经典相控阵

沿袭微波相控阵技术，普通的毫米波相控阵系统采用二极管、铁氧体、砷化镓 MESFET 等移相器，微带贴片、偶极子、介质棒、喇叭、波导缝隙阵列等天线形式，构成一维、两维相控阵。

频率扫描阵列要占用频率资源实现电扫，通常用于民用设备。

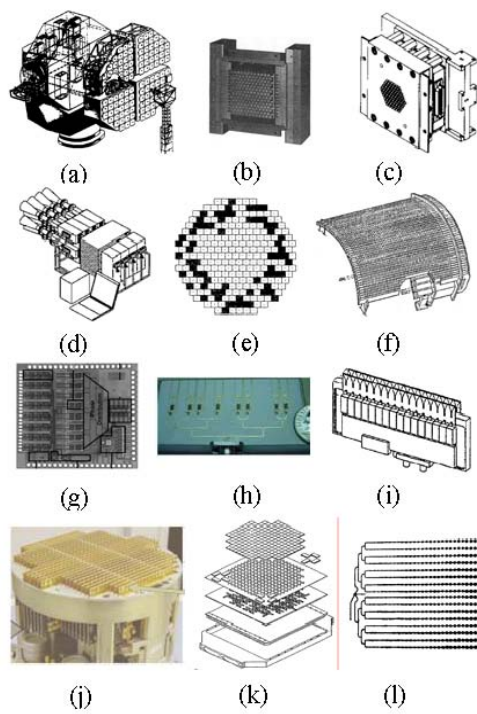


图 1 毫米波经典相控阵方案

图 1 (a) 是俄罗斯 1989 年建成的远程空间目标监视雷达 Ruza^[1]，工作频率 34GHz，天线口径 7.2m，由 120 个 0.6m×0.6m 的卡塞格林天线单元组成。两个四级（两级行波管、两级回旋速调管）功放电路，通过复杂的波导功分网络，总共输出 1MW 的峰值功率。采用 3 位铁氧体移相器，在一个天线单元的波束宽度内（0.83°）进行有限相控扫描。同时方位机械扫描 ±135°，俯仰机械扫描 2°~178°。RCS 为 0.01m² 目标探测距离达到 420km。近场阵外幅相校正，

每周校正一次，自动校正耗时 20 分钟。

90 年代中期，俄罗斯还开始研制基于模块（子阵）结构的毫米波全球空间监视雷达^[2]。594 个 T/R 模块，每个输入功率 20kW，天线口径 16.9m，发射总功率达 17MW。T/R 模块有两种类型：一是适于有限相扫的赋形双反射面天线元（0.6m×0.6m）；二是能够实现更大电扫范围的反射子阵，即 T/R 模块本身也是一个阵列。还设计了一个 Rotman 波束形成网络，120 个阵列口，5 个波束口。

图 1(b)是日本针对通信广播卫星研制的移动终端有源接收阵列天线^[3]。工作频率 21GHz，168 个阵元，三角形栅格，阵元间距 0.6λ。采用矩形微带天线阵元，4 位 MMIC 移相器。该阵列天线还在飞机上进行了跟踪精度试验。

图 1(c)是美国 90 年代研制的一个 44GHz 相控阵通信发射阵列天线^[4]，三角形栅格，91 个阵元；采用 4 位 GaAs 移相器，阵元间距 4.06mm，最大扫描范围 70°，发射功率 1W，副瓣电平 -15dB（法线）~-5dB（70°）

图 1(d)是韩国的多波束有源相控阵卫星通信发射天线阵^[5]。4×4 六边形栅格阵列，水平阵元间距 2.2λ，工作频率 20GHz。采用锥形喇叭辐射器，5 位数字移相器，提供四个独立的波束。

图 1(e)是欧洲多媒体通信卫星的一个多波束天线方案^[6]。采用 Bulter 矩阵形成 44 个波束，接收天线阵泰勒幅度加权，实现 -28dB 旁瓣电平。发射阵采用行波管放大器以提高效率，每个波束一个行波管放大器；为了满足副瓣电平要求，同时降低功率损失，用遗传算法优化稀疏阵列，稀疏率 64/253，理论副瓣电平 -22.5dB。

图 1(f)是 Lockheed Martin 公司为空军研制的终端固定传感器共形阵列天线^[7]，工作频率 35GHz，重量 4.536 公斤。圆柱形的波导阵列天线增益 32dBi，波束宽度 3°，发射功率达 1000W。

图 1(g)是 0.18μs SiGe 基集成 8 元接收阵列^[8]，尺寸 3.5mm×3.3mm，工作频率 24GHz。片上集成了 4 位本振移相电路、射频前端、频综器、混频与滤波器，以及偏置与控制电路。单路噪声系数 7.4dB，镜频抑制 35dB，零深 -20dB。同时完成的 0.18μs CMOS 集成 4 元发射阵列，尺寸 6.8mm×2.1mm，片上功放饱和输出功率 14dBm，通道之间的隔离 28dB。该发射阵列还进行了 500Mbps 速率的 BPSK 信号发射试验。

图 1(h)是 35GHz 智能天线演示接收阵列，采用遗传算法在 5.74λ 口径上优化稀疏布置 8 个阵元，集成了贴片天线、MMIC 低噪放与谐波混频器，扫描范围 ±60°。利用该演示线阵，进行了 5Mbps 的 BPSK 伪随机数据调制与解调试验。

图 1(i)是 35GHz 阵列射频前端垂直封装的例子^[7]，LRU 子阵（Line Replaceable Unit）并排插在结构件上，阵元间距约 5.26mm。

图 1(j)是 Raytheon 公司开发的 35GHz 二维有源相控阵导引头^[10]，采用单片 TR 组件，每个阵元发射功率 40mW，600 多个阵元，成本仅 19000 美元。

图 1(k)是一个多层瓦片封装的 44GHz 阵列天线方案^[7]，包括 208 个 4×4 的有源子阵模块，T/R 组件和圆形的贴片辐射元安装在同一层上，构成所谓单片相控阵。

图 1(l)是 26×16 微带频扫阵列^[11]。通过调节辐射阵元之间的延迟线长度控制频率扫描率，近似为 0.6°/100MHz。

2.2 有限电扫描天线

要求波束电扫描角度范围较小的场合，特别是深空探测与卫星通信天线系统，需要很窄

的波束，考虑到重量、射频损耗、波束形成网络的复杂性，典型使用小型相控阵列配合大口径反射面天线的有限电扫描天线^[17]。

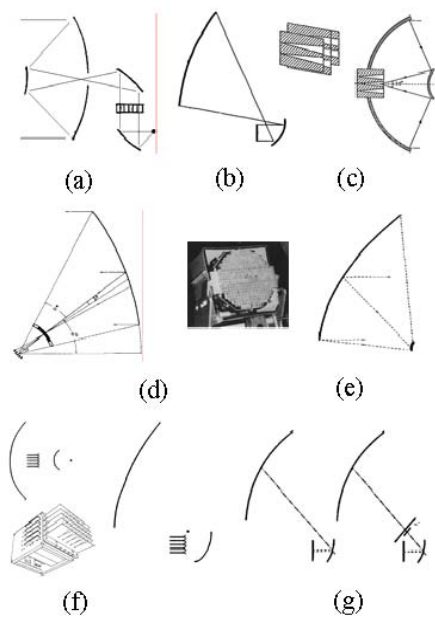


图 2 毫米波有限电扫描天线

有限扫描天线的波束扫描范围通常很窄，并且与放大因子成比例：如果主反射面的口径是阵列天线口径的 10 倍，而阵列天线的波束扫描范围为 10° ，则主反射面的波束扫描范围只有 1° 。

图 2 (a) 是 Lockheed Martin 公司提出的一个星载 Ka 波段聚束 SAR 天线概念设计^[12]。二维近场相控阵列，每个 T/R 发射功率 $2\sim 4\text{W}$ ，通过位于两个抛物柱面镜之间的校正波束波导，给卡塞格林天线馈电。椭圆天线口径 $8.51\text{m}\times 2.9\text{m}$ ，700km 高的轨道，入射角 $15^\circ\sim 70^\circ$ ，实现 1m 的分辨率。

图 2 (b) 是日本 Ka 宽带（同步轨道）卫星通信系统的天线方案^[13]。采用相控阵列馈电的双反射面，波束扫描 $\pm 2^\circ$ ，主反射面直径 3.5m，阵列口径 0.35m。通过控制阵列天线到次反射面的距离，可以实现 -30dB 的栅瓣抑制。

图 2 (c) 是一个 94GHz 的多波束成像天线^[14]。锥形槽天线阵列放置在反射器的焦平面上。相比经典的波导馈电系统，可以提高角分辨率，同时保持高的孔径效率。

图 2 (d) 是 Ka 波段多波束卫星天线方案^[15]，初级馈电喇叭通过一个等相移的有源阵列，给大型偏置反射面天线馈电。地球静止轨道上，天线口径可达 10m。已经用一个 2.1m 口径的偏置反射面天线和 332 个阵元的无源阵列，进行了相关实验。

图 2 (e) 是喷气推进实验室提出的 32GHz 深空探测有限相控扫描天线^[16]，天线口径 3m，波束宽度 0.2，采用 21 个阵元的多层微带阵列天线，阵元间距 1.2λ ，给双反射面天线近场馈电。

图 2 (f) 是深空探测有限相控扫描天线的另外两种方案^[17]。一是对称的共焦双反射面卡塞格林天线，二是偏置 Gregorian 天线，后者的扫描特性更好，而且没有遮挡。试验性的 21 元二维馈电阵列，采用 Vivaldi 辐射阵元，阵元间距 1.22λ ，4 位移相器，副瓣电平小于 -16dB。

图 2 (g) 是为欧洲数据中继卫星提出的天线方案^[18]，为了扩大波束扫描范围（15 倍波束

宽度扩展至 40 倍波束宽度)，在反射面天线的共焦面上放置一个修正透镜。通过修正焦点场的分布，26GHz 工作频率，3m 口径的天线，实现 $\pm 10^\circ$ 波束扫描。

2.3 反射阵列

作为空间馈电阵列天线的一种，反射阵列天线不需要复杂的馈电网络，有利于封装集成与共形安装，尺寸小，成本低。其收集阵面与辐射阵面相同，移相器的射频衰减增加一倍。

图 3（a）是俄罗斯毫米波全球空间监视雷达的一个反射子阵^[2]，3600 个波导介质阵元，阵元间距 0.86λ ，用喇叭、赋形次反射面空馈馈电，采用 3 位铁氧体移相器（开关时间 $30\mu\text{s}$ ），扫描范围 $\pm 40^\circ$ 。

图 3（b）是 JPL 研制的 0.5m 口径的 32GHz 圆极化微带反射阵^[19]，6924 个阵元，阵元间距 0.58λ ，增益 42dB。采用矩形贴片阵元，阵元旋转不同的角度以控制信号相位。在每个阵元下面使用一个微电机，反射阵就能够实现宽角扫描。

JPL 与 ILC Dover 联合研制了一个可充气的 3m 口径 Ka 反射阵天线^[20]，有 200,000 个微带贴片阵元，-30dB 副瓣电平，工作带宽 550MHz。

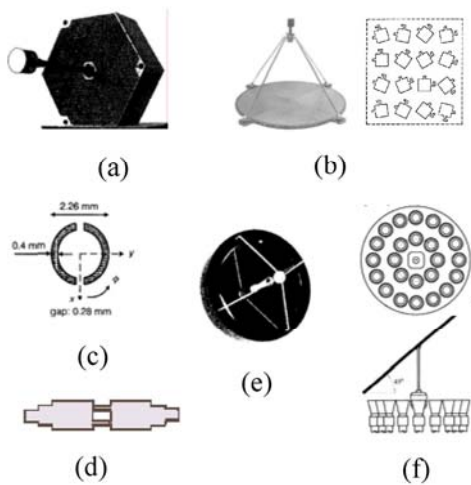


图 3 毫米波反射阵列

图 3（c）采用圆形微带贴片阵元^[21]，能够进一步减小阵元间距，扩大扫描范围，但是孔径效率稍低。0.5m 口径天线约有 9200 个阵元。

针对个人应用的宽带无线终端设备，NASA 提出低成本的相控阵天线（低于 1000 美元）^[22]：铁电反射相控阵。移相器与辐射阵元集成在一个铁电薄膜上，调节微带缝隙两端的电压，改变铁电薄膜的介电常数，实现相位控制，如图 3d 所示。

图 3（e）是 94GHz 导引头反射阵天线^[23]，单脉冲馈电，包括 3000 个阵元，扫描范围 $\pm 45^\circ$ 。使用两个 4 英寸的晶片，一个集成偶极子阵元和一位 PIN 二极管移相器，另一个集成驱动电路。

图 3（f）是乌克兰学者提出的一个毫米波电扫描方案^[24]。俯仰方向波束相控扫描；方位上采用一个平面金属反射器和电机，实现 360° 扫描。内外两层喇叭辐射阵元，保证阵列天线方向图指标的情况下，可减少 10 倍以上的阵元数量。

2.4 透镜应用

在毫米波频段，具有实时延迟宽带特性的多波束 Rotman 透镜得到广泛应用。

图 4（a）是美陆军研究实验室研制的一个毫米波 Rotman 透镜样机^[25]，铝波导腔体，34 个阵列端口，19 个波束端口，扫描范围 $\pm 22.5^\circ$ ；工作频带 36~40GHz，副瓣电平-11dB。

采用金属涂镀的塑料透镜，微带或表面波透镜，可有效减小透镜的体积、重量；用毗邻的波束端口组合馈电，可抑制副瓣电平^[26]。

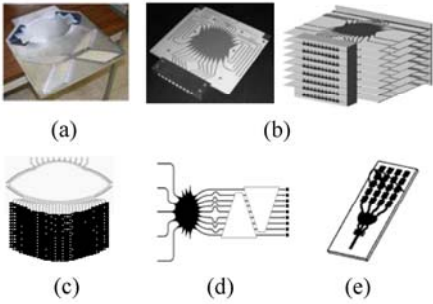


图 4 毫米波 Rotman 透镜应用

图 4（b）是俯仰相控扫描、方位透镜波束切换的两维毫米波电扫方案^[27]。SP8T 开关、射频放大电路与微带 Rotman 透镜集成在一起，采用微型双极化喇叭阵元，阵元间距 0.6λ 。透镜扫描范围 49° ，工作带宽 34~40GHz。

图 4（c）是 77GHz 汽车防撞传感器的天线方案^[28]，微带透镜加频率扫描。透镜 29 个阵列端口，11 个波束端口，水平扫描 60° ； 29×20 元的串馈贴片天线，频率垂直扫描范围 25° 。发射功率 10dBm，作用距离大于 120m。

图 4（d）利用微带 Rotman 透镜与两个压电转换器控制的移相器实现 $\pm 38^\circ$ 一维电扫^[29]。透镜 5 个波束端口，9 个阵列端口，插损 3.7~5.1dB，控制波束指向 $\pm 30^\circ$ 、 $\pm 15^\circ$ 与 0° ；压电转换器控制的移相器再使波束在 5 个中心位置扫描 $\pm 8^\circ$ 。工作频率 30GHz，副瓣电平-10dB，控制电压 0~60V。

MEMS 开关损耗低，隔离度高，开关时间 μs 级，和 Rotman 透镜配合使用^[30]，实现低成本汽车防撞传感器，如图 4e 所示。

3 新颖的毫米波电扫描技术

毫米波电扫描天线的发展，很大程度上取决于基于新型材料的电子器件与集成工艺技术，但是，低成本电扫描天线的需求，催生了多种新颖的相位控制技术。

Antenna-Filter-Antenna（AFA）阵元，由上下两个缝隙天线和中间的带线谐振器组成，通过配置谐振电路的开关，选择信号极化的旋转方向，实现相位控制功能。由 AFA 组成的滤波透镜阵列等效于集成了移相器的空馈相控阵^[31]。16GHz 的原理样机如图 5（a）所示，2 位相位控制，实现 $\pm 40^\circ$ 扫描。

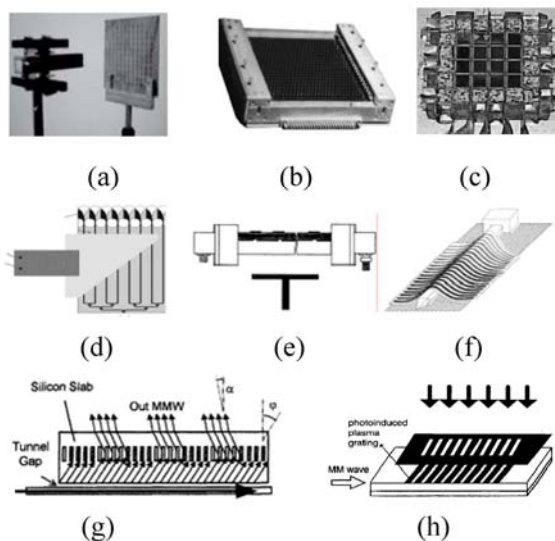


图 5 新颖的毫米波电扫描技术

平面集成的铁氧体-介质-铁氧体 (FDF) 行波结构, 利用铁氧体的磁化效应, 改变波导模的相位速度, 实现波束扫描。带偶极子辐射阵元的 FDF 波导, 配合移相器或者 FDF 功分耦合器, 可实现小尺寸、低成本 (每个辐射单元 5 美元) 的两维电扫; 采用集成有 MMIC 功放等有源器件的贴片阵元, 可实现有源电扫。图 5 (b) 是俄罗斯研制的 550 元 8mm 波平面电扫阵列^[32], 扫描范围 $20^\circ \times 40^\circ$, 波束切换时间 $4\mu\text{s}$, 辐射峰值功率 10kW。

电磁晶体波导移相器^[33]通过直流偏压调谐变容二极管的电容, 改变波导侧边的边界条件, 调制波导的传播常数, 实现 360° 模拟移相, 其开关时间小于 $1\mu\text{s}$, 工作带宽 30%, 瞬时带宽 $\sim 10\%$ 。图 5 (c) 是 38GHz 的 4×4 两维空馈电扫透镜, 电磁晶体波导既是移相器, 又是辐射元; 阵元间距 0.5λ , 实现了 $\pm 30^\circ$ 方位俯仰扫描。

压电转换器 (PET) 控制的移相器具有实时延迟特性。PET 的偏置电压可控制扰动板与传输线之间的空气间隙, 改变传输线的介电常数, 控制信号相位; 设置扰动板覆盖各个传输线的长度, 就能实现波束扫描。图 5 (d) 是一个 8 元 E 面阵列^[34], 阵元间距 5mm, 扫描范围 22° (35GHz 以上) $\sim 45^\circ$ (35GHz 以下)。

图 5 (e) 是微带贴片串馈阵列^[35], 用带有可移动的反射板的介质镜像线 (DIL) 馈电。阵元间相移是信号在 DIL 中传播常数的函数, 改变反射板与 DIL 之间的距离, 就能控制传播常数。一个 8 元的串馈阵列, 阵元间距 5mm, 5GHz 频率可扫描角度 52° ; 反射板至 DIL 间距 5mm 变至 2mil, 波束扫描范围 25° 。

基于周期性栅格结构的漏波天线, 其波束扫描特性也有深入的研究。一是采用金属栅格^[36]^[37]^[38], 二是采用等离子体栅格。

图 5 (f) 是 18 元的阵列天线^[36], 由介质镜像线与底面蚀刻有金属栅格的可移动介质薄膜组成。左右移动介质薄膜, 改变栅格元之间的间距, 就能实现波束扫描, 35GHz 频率可以扫描 53° 。

图 5 (g) 用电流激励产生等离子体^[39]。硅板波导包含 200 个 PIN 二极管, 周期性激励二极管, 向波导注入非平衡载流子, 形成周期性的等离子体。该天线工作于 94.3GHz, 有望做

成单片 IC 天线。

如图 5 (h)，通过周期性的缝隙，光线照射硅板波导，当光照射的能量大于半导体的禁带能量，在硅板波导上就形成周期性的光感等离子体栅格^[40]。改变等离子体栅格的周期参数，就能控制波束扫描。

文献^[41]报道了控制铁氧体透镜的折射率实现波束扫描的天线，37GHz 工作频率，扫描范围 $60^{\circ} \times 60^{\circ}$ 。

4 基于波束形成的毫米波电扫描技术

针对子阵、稀布阵，采用特殊的波束形成方法，抑制栅瓣，扩大波束扫描范围，大大降低毫米波电扫描成本。

图 6 (a) 是 60GHz 交通控制雷达天线的 X 波段比例样机^[42]，垂直方向 5 个串馈微带贴片天线组成一个线阵，水平方向 4 个线阵组成一个子阵，4 个子阵交织排列。用 4 个移相器，水平方向实现 $\pm 10^{\circ}$ 扫描，波束宽度 8° ，栅瓣抑制 -19dB 。

如图 6 (b) 所示，如果稀布子阵的栅瓣刚好与满布子阵的零点重合，则基于子阵输出的乘积信号处理能够有效抑制栅瓣，实现窄波束宽度。文献^[43]搭建了一个 77GHz 的合成孔径成像系统，用 45 个阵元实现了 241 元满阵具有的波束宽度，副瓣电平 -22dB ，成像质量几乎没有损失。

图 6 (c) 是日本研制的一个电扫描毫米波防撞雷达原理图^[44]，其开关相控阵天线用一个 T/R 模块切换接收 9 路射频信号。采用 FMCW 信号与数字波束形成，扫描范围 $\pm 10^{\circ}$ ，作用距离 150m。

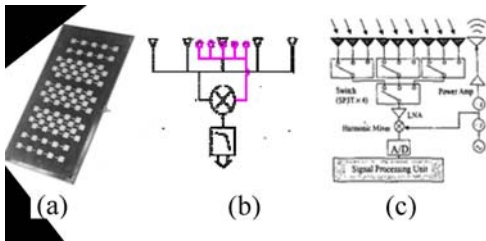


图 6 基于波束形成的电扫描技术

5 光学技术应用

光控电扫描系统具有衰减小、重量轻、宽带与抗电磁干扰的特性，应用光学技术可以完成信号产生^{[45][46]}、混频^{[46][47]}、移相^[48]、光控、光馈与光学波束形成^{[47][49][50]}等各种功能。

光学波束形成的实时延迟元件类型有： 2×2 光学开关^[49]，色散棱镜^[50]，布拉格光栅^[47]，多波长可编程色散矩阵。

文献^[49]搭建了 4 元光波束形成相控阵天线，采用基于光学开关与色散介质的实时延迟矩阵，在 42.7GHz 进行了 155Mbps, 32QAM, RS 前向纠错编码的通信试验，波束形成网络的引入的信噪比损失小于 1.5dB（发射）与 4dB（接收），DOA 估计均方根误差 0.77° 。图 7 (a) 是集成波束形成芯片。

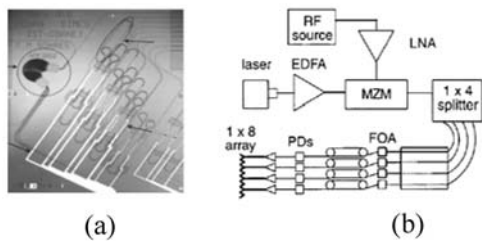


图 7 光学波束形成应用

图 7 (b) 是超宽带毫米波发射试验阵列，色散棱镜实时延迟信号，8 元波导天线（4 个无源），阵元间距 4.24mm，总辐射功率小于 10mW。在整个 Ka 频段（26.5~40GHz）实现了 $\pm 60^\circ$ 扫描。

6 结束语

车载、机载、弹载、星载雷达与通信、宽带无线访问、智能交通与深空探测等各个领域对毫米波电扫描技术的应用需求，推动了毫米波大功率发射机、MMIC 芯片与集成封装技术的飞速发展，并不断涌现新颖的电扫描原理。

研制毫米波电扫描装备，我们不仅要要根据国内毫米波基础技术与毫米波工程的发展现状，确定最经济合理的研究方案，还需要有选择性地发展应用新技术，通过需求牵引，加速毫米波基础技术的进步：1）探索新的电扫描原理；2）研究新的天线形式；3）加快开发毫米波 MMIC 芯片；4）研究集成封装技术；5）研究低损耗毫米波馈电技术。

参 考 文 献

- [1] A. Tolkachev, et al • A megawatt power millimeter-wave phased-array radar • *IEEE AES Systems Magazine*, pp. 25–31, July 2000
- [2] A. Tolkachev, et al • High gain antenna systems for millimeter wave radars with combined electronical and mechanical beam steering • *IEEE Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pp. 266–271, Oct. 1996
- [3] Miura, et al • Ka-band aeronautical satellite communications experiments using COMETS • *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. 51, No. 5, pp. 1153–1164, 2002
- [4] D. E. Riemer • Packaging design of wide-angle phased-array antenna for frequencies above 20 GHz • *IEEE Trans. on AP*, Vol. 43, No. 9, pp. 915–920, 1995
- [5] N. Seong, et al • Ka-band multi-beam antenna • *IEEE Symposium on AP*, Vol. 4, pp. 4004–4007, 2004
- [6] Y. Cailloce, et al • A Ka-band direct radiating array providing multiple beams for a satellite multimedia mission • *IEEE Conference on Phased Array Systems and Technology*, pp. 403–406, May 2000
- [7] W. Gregorowich • Conformal airborne arrays • *IEEE Aero-space Conference*, Vol. 4, pp. 463–470, Feb. 1997
- [8] A. Hajimiri, et al • Integrated phased array systems in silicon • *Proceedings of the IEEE*, Vol. 93, No. 9, pp. 1637–1655, Sep. 2005
- [9] D. S. Goshi, et al • A sparse Ka-band digital beamforming integrated receiver array • *IEEE Microwave Symposium*, pp. 461–464, June 2006

- [9] Eli Brookner • Phased-array and radar breakthroughs • *IEEE Radar Conference*, pp. 1–5, Oct. 2006
- [10] 向敬成, 张明友 • 毫米波雷达及其应用 • 国防工业出版社, 2005
- [11] K. Tomiyasu • Conceptual spaceborne Ka-band spotlight synthetic aperture radar with reconfigurable aperture • *IEEE International Symposium on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 1, pp. 539–541, July 2003
- [12] Y. Imaizumi, et al • A study on an onboard Ka-band phased-array-fed imaging reflector antenna • *IEEE Symposium on AP*, Vol. 4, pp. 144–147, June 2002
- [13] K. S. Yngvesson • Review of integrated millimeter wave tapered slot antennas and arrays • *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, Vol. 4, pp. 1406–1408, May 1990
- [14] S. Egami • A power-sharing multiple-beam mobile satellite in Ka band • *IEEE Journal on Selected Areas in Communi- cations*, Vol. 17, No. 2, pp. 145–152, Feb. 1999
- [15] Mark Zawadzki • A multi-layer circularly polarized microstrip patch antenna with proximity coupling and increased gain • *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, Vol. 3, pp. 416–419, July 2001
- [16] V. Jamnejad • Ka-band feed arrays for spacecraft reflector antennas with limited scan capability • *IEEE Aerospace Applications Conference*, pp. 57–66, Feb. 1992
- [17] R. Lenormand, et al • Large angular electronic beam steering antenna for space application • *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, Vol. 1, pp. 2–4, July 1992
- [18] John Huang, et al • A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles • *IEEE Trans. on AP*, Vol. 46, No. 5, pp. 650–656, 1998
- [19] John Huang • The development of inflatable array anten- nas • *IEEE AP Magazine*, Vol. 43, No. 4, pp. 44–50, 2001
- [20] Chulmin Han, et al • Ka-band reflectarray using ring ele- ments • *Electronics Letters*, Vol. 39, No. 6, pp. 491–493, 2003
- [21] H. Mueller, et al • Ferroelectric thin film and broadband satellite systems • *IEEE Potentials*, pp. 36–39, 2001
- [22] Eli Brookner • Phased arrays for the new millennium • *IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, pp. 3–19, May 2000
- [23] N. Bakhvalov, et al • The phased array antenna for the radar of millimetric and centrimetric range • *International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of MSMW*, Vol. 2, pp. 628–630, Sep. 1998
- [24] S. Weiss, R. dahlstrom • Rotman lens development at the Army Research Lab • *IEEE Aerospace Conference*, pp. 1–7, March 2006
- [25] W. Wiebach • Improving the sidelobes of arrays fed by multiple-beam formers • *IEEE National Radar Conference*, pp. 313–318, May 1998
- [26] L. Schulwitz, et al • A compact dual-polarized multibeam phased-array architecture for millimeter-wave radar • *IEEE Trans. on MTT*, Vol. 53, No. 11, pp. 3588–3594, Nov. 2005
- [27] L. T. Hall, et al • 2D scanning Rotman lens structure for smart collision avoidance sensors • *Pro. of SPIE*, Vol. 5274, pp. 93–99, 2004
- [28] Sang-Gyu Kim, et al • Piezoelectric transducer controlled multiple beam phased array using microstrip Rotman lens • *IEEE Microwave and Wireless components Letters*, Vol. 15, No. 4, pp. 247–249, 2005
- [29] M. Ulm, et al • Millimeter-wave microelectromechanical (MEMS) switches for automotive surround sensing systems • *Topical Meeting on Silicon MIC in RF Systems*, pp. 142–149, 2003
- [30] Chih-Chieh Cheng, et al • Millimeter-Wave beam-steering using an array of reconfigurable

- antenna-filter-antenna elements • *IEEE Microwave Symposium*, pp. 449–452, June 2006
- [31] F. Zaitsev, et al • MM-Wave integrated phased arrays with ferrite control • *IEEE Trans. on AP*, Vol. 42, No. 3, pp. 304–310, 1994
- [32] Hao xin, et al • A two-dimensional millimeter wave phase scanned lens utilizing analog electromagnetic crystal (EMXT) waveguide phase shifters • *IEEE Trans. on AP*, Vol. 53, No. 1, pp. 151–159, 2005
- [33] Lu Yang, et al • Ka-band true time delay E-plane beam scanning and broadening phased array system using antipodal elliptically-tapered slot antennas • *IEEE Symposium on AP*, pp. 2213–2216, July 2006
- [34] Ming-yi Li, et al • Novel beam-control techniques using dielectric-image-line-fed microstrip patch-antenna arrays for millimeter-wave applications • *IEEE Trans. on MTT*, Vol. 46, No. 11, pp. 1930–1935, 1998
- [35] Kai Chang • Novel beam-steering techniques for wireless communications • *Pro. of APMC*, pp. 687–692, 2001
- [36] V. Manasson, et al • MMW scanning antenna • *IEEE AES Systems Magazine*., pp. 29–33, Oct., 1996
- [37] T. Rodenbeck, et al • Circular-polarized reconfigurable grating antenna for low-cost Millimeter-wave beam-steering • *IEEE Trans. On AP*, Vol. 52, No. 10, pp. 2758–2762, 2004
- [38] V. A. Manasson, et al • Monolithic electronically controlled millimeter-wave beam-steering antenna • *Topical Meeting on Silicon MIC in RF Systems*, pp. 215–217, 1998
- A. Alphones, et al • Leaky wave radiation of millimetre waves by photoinduced plasma grating in a semiconductor slab • *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, Vol. 146, No. 1, pp. 77–83, 1999
- [39] N. A. Bei • Multi-band electronically scanned antennas • *Proceedings of 2nd ICMMT*, pp. 257–260, 2000
- A. A. Tamijani, et al • An affordable millimeter-wave beam- steerable antenna using interleaved planar subarrays • *IEEE Trans. On AP*, Vol. 51, No. 9, pp. 2193–2202, 2003
- B. Metz, et al • Performance of thinned antenna arrays using nonlinear processing in DBF radar applications • *IEEE MTT-S*, Vol.1, pp. 275–278, 2001
- [40] S. Tokoro, et al • Electronically scanned millimeter-wave radar for pre-crash safety and adaptive cruise control system • *IEEE Symposium on Intelligent Vehicles*, pp. 304–309, June 2003
- [41] T. Berceli • A New Optical Signal Distribution Method for Phased Array Antennas at Millimeter Wave • 5th International Conference and Exhibition on Radar System, 1999
- [42] Sturzebecher, et al • MMIC antenna front end for optically distributed MMW antennas • *IEEE MTT-S*, Vol. 3, pp. 1107–1110, May 1995
- [43] J. Marti, et al • Millimetre-wave optical beamforming network for phased-array antennas employing optical upconversion and wideband chirped fibre gratings • *Electronics Letters*, Vol. 35, No. 7, pp. 517–518, 1999
- [44] X. S. Yao, et al • A novel 2-D programmable photonic time-delay device for millimeter-wave signal processing applications • *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 6, No. 12, pp. 1463–1465, 1994
- [45] M. A. Piqueras, et al • Optically beamformed beam-switched adaptive antennas for fixed and mobile broadband wireless access networks • *IEEE Trans. On MTT*, Vol. 54, No. 2, pp. 887–898, 2006
- [46] A. Tulchinsky, et al • Ultrawide-band fiber-optic control of a millimeter-wave transmit beamformer • *IEEE Trans. On MTT*, Vol. 49, No. 7, pp. 1248–1253, 2001

天线罩对线天线/线天线阵影响的快速多极子计算

郑颖 徐晓文 胡冰 赵峻

(北京理工大学 信息科学技术学院, 北京 100081)

摘要: 本文利用等效原理和表面积分方程 (SIE) 结合矩量法 (MoM) 对加罩天线阵的辐射特性进行了一体化严格建模和分析。对于线天线, 以条带模型代替圆柱模型进行仿真。通过预条件技术 (PT) 和快速多极子方法 (FMM), 明显改善了 MoM 矩阵方程的性态, 降低了计算机内存占用, 加速了共轭梯度法 (CG) 的收敛速度。在验证本文算法正确性的基础上, 对若干加罩天线阵进行了数值仿真, 分析了天线罩有关参数对天线阵辐射特性的影响, 结论具有理论意义和一定的实际意义。

关键词: 加罩天线阵, 预处理共轭梯度法 (PCG), 快速多极子方法 (FMM), 方向图

1 引言

天线罩常用来保护天线免受恶劣环境影响, 但同时天线罩又不可避免地会影响天线的电气性能。很多情况下, 单个天线已经不能满足实际需要, 从而各种形式的天线阵得到了广泛的应用, 故研究天线罩对天线和天线阵电气性能的影响日益重要。

目前, 大多数计算天线罩对天线性能的影响的方法, 都是在基于天线辐射场已知的条件下进行的, 这样的计算没有考虑天线罩对天线本身的电流分布的影响。本文基于等效原理, 利用等效原理和表面积分方程 (SIE) 结合矩量法 (MoM) 对加罩天线阵结构进行了一体化严格建模, 精确地考虑了天线与天线罩之间的互耦。

MoM 矩阵方程的系数矩阵是一个满阵, 因为其性态较差, 故常用直接法进行求解。直接解法对计算机内存及相关性能要求较高, 因而限制了处理问题的尺寸规模。利用迭代法可以大大节省计算机内存, 但是此类方法通常要求方程的系数矩阵具有良好的性态。当目标的电尺寸增大时, 其未知数也随之增加, 迭代收敛速度变慢, 甚至出现不收敛的现象。特别是对于金属、介质同时存在的复合模型, 其矩阵性态往往很差, 使迭代方法求解时候, 往往不能够收敛。本文采用雅可比预处理器对 MoM 方程的性态进行了有效的改善, 显著地加快了共轭迭代算法的收敛速度。

诸如快速傅立叶变换 (FFT)、自适应积分法 (AIM) 和快速多极子方法 (FMM) 等快速算法不但可以加快迭代法中矩阵与矢量相乘运算, 同时也可以大幅降低对计算机内存的需求。本文进一步将 FMM 应用于加罩天线阵的整体严格建模分析中, 使得利用现有常规个人计算平台能够计算较大电尺寸的结构。

2 方法原理

2.1 天线和天线罩一体化建模基本方程

加罩天线的基本结构如图 1 所示。图中，天线罩内、外空间（I 区和 III 区）的媒质相同，其介电常数和磁导率分别为 ε_1 和 μ_1 ；II 区为介质天线罩，其介电常数和磁导率分别为 ε_2 和 μ_2 。天线表面为 S_1 ，天线罩的内外表面分别为 S_2 和 S_3 。设天线表面 S_1 上的电流密度为 \overline{J}_1 ，天线罩内表面 S_2 上的电流密度和磁流密度分别为 \overline{J}_2 和 \overline{M}_2 ，天线罩外表面 S_3 的电流密度和磁流密度分别为 \overline{J}_3 和 \overline{M}_3 。根据等效原理和边界条件，且对天线表面和天线罩表面分别采用 EFIE 和 PMTHWT 积分方程，则利用 MoM，选择 RWG 基函数和伽略金加权方式对积分方程组进行离散，可得如下矩阵方程[1]：

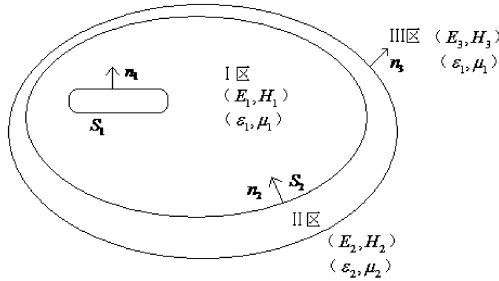


图 1 带任意形状天线罩的天线结构示意图

$$\begin{bmatrix} [Z_{11}] & [Z_{12}] & [C_{12}] & [Z_{13}] & [C_{13}] \\ [Z_{21}] & [Z_{22}] & [C_{22}] & [Z_{23}] & [C_{23}] \\ [D_{21}] & [D_{22}] & [Y_{22}] & [D_{23}] & [Y_{23}] \\ [Z_{31}] & [Z_{32}] & [C_{32}] & [Z_{33}] & [C_{33}] \\ [D_{31}] & [D_{32}] & [Y_{32}] & [D_{33}] & [Y_{33}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_1] \\ [I_2] \\ [M_2] \\ [I_3] \\ [M_3] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [V_1] \\ [0] \\ [0] \\ [0] \\ [0] \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 Z_{ij} 表示 S_i 表面电流密度与 S_j 表面电流密度的相互作用， C_{ij} 表示 S_i 表面电流密度与 S_j 表面磁流密度的相互作用， D_{ij} 表示 S_i 表面磁流密度与 S_j 表面磁流密度的相互作用， V_i 为激励项。求解矩阵方程（1）即可得到各个表面的电、磁流密度，进而可求得其他电气参数。

2.2 线天线的条带模型

MoM 求解天线/天线阵加罩问题所生成的方程形态不好的原因比较复杂，对于线天线，其原因之一是：由于线天线本身为细圆柱天线，RWG 基剖分单元为三角形，于是造成了未知数个数很多，使得运算量加大、计算效率降低；更严重的是部分剖分单元由三角形退化为线段，严重影响了生成矩阵的性态；此外天线横截面尺寸本身已经小于 0.1 波长，剖分后的单元，其边长更小。这样就使得，天线面 S_1 上剖分单元尺寸远远小于天线罩面 S_2 和 S_3 上的单元尺寸，更加造成了方程形态恶劣。观察矩阵元素的特性我们发现， $[Z_{11}]$ 中的元素的数量级确实小于其他元素的数量级。

针对此原因，在此对于天线的建模采用条带模型代替圆柱模型[2]：其长度不变，宽度为细圆柱半径的4倍既可。这样可以减少未知数个数，也可以一定程度上优化矩阵性态。

2.2 方程性态与预处理技术

式（1）得系数矩阵为稠密满秩阵，条件数较大，性态不佳。以前的文献多采取稳定性较好的直接法求解，所需要的内存较大，使得矩阵求解受到了计算机内存的限制，而且不能把快速算法应用于求解方程的过程中。迭代法求解则能够大大节省计算机内存，而且能够运用各种快速算法加快求解速度和进一步降低内存需求。共轭梯度法（CG）是求解矩阵方程的常用方法之一，但只有在系数矩阵条件数较小时具有较高效率，否则其迭代收敛较慢甚至出现不收敛的情况。而对于包含天线和天线罩的金属/介质复合结构，该系数矩阵的条件数通常非常大，因此必须进行适当的预处理以改善 MoM 矩阵方程的性态。这种引入适当预处理技术（PT）的共轭梯度法（CG）被称为预条件共轭梯度法(PCG) [3-4]，其基本原理如下。

考察矩阵方程

$$Ax = B \quad (2)$$

设其中 A 为满秩病态系数矩阵。构造适当的正定矩阵 C（称为预条件器），将式（2）改写为

$$C^{-1}AC^{-1}y = C^{-1}B \quad (3)$$

只要预条件器 C 选择恰当，可令新的系数矩阵 $C^{-1}AC^{-1}$ 变为良态，从而可通过 CG 求得方程（3）的解 y，再通过反变换 $x = Cy$ 即可求得原方程（2）的解。本文采用雅可比预处理器，即

$$C = C^T = \text{diag}(\sqrt{a_{11}}, \sqrt{a_{22}}, \dots, \sqrt{a_{nn}}) \quad (4)$$

数值结果表明，经过雅可比预处理后 CG 的收敛速度得到了显著提高[4]。

2.3 快速多极子技术

快速多极技术（FMM）可以大大减少所需要计算内存而且明显加快迭代算法的收敛速度[5-7]。

方法的基本思想是：首先，将散射体表面离散得到 N 个子散射体（相应地，积分方程也被离散），再将这 N 个子散射体分组。然后，根据任意两个子散射体所在组的组间距离的不同，分两部分来计算两者之间的相互作用。当组间距离很小时，即近区组，则直接计算近场贡献；当组间距离很大时，即远区组，则用快速多极子方法计算远场的贡献。

远区组之间的相互作用可以分解成三步计算：第一步，聚集：将各组中未知数所对应的等效电流聚集到组中心；第二步，转移：将聚集到组中心的一组函数转移到其他组的中心；第三步，发散：将转移到新的组中心的函数发散到该组的未知数所对应的等效电流上，从而完成远区组之间的相互作用。

在存储量使用上，应用快速多极子方法后，只需计算互为近区组之间作用的结果，此时生成的矩阵为稀疏矩阵，在计算过程中就可以进行压缩存储，只需存储非零项。对于远区组元素之间作用的结果，只需计算出聚集项、转移项和发散项的结果。当方程未知数个数为 N，使用快速多极子算法，可以使其计算量最小为 $O(N^{3/2})$ 。

使用快速多极子技术，迭代步数并没有明显变化，但是填充矩阵过程与每次迭代时间减

少很多，于是总计算时间明显减少了，其数学表达在此不再叙述[4,7]。

3 数值结果

以下数值计算均在单台 PC 机上进行，其 CPU 为 P4，内存为 1.5G。

3.1 方法验证

以带有球形介质罩的等幅同相二元阿基米德螺旋天线阵列的 E 面方向图仿真结果作为验证。天线阵列的中心与球罩中心重合，天线 Z 轴排列，两单元相距 0.5λ ，天线平面平行于 XOY 面，参数如下：展开系数为 $0.0153\lambda/\text{rad}$ ，展开角度从 2.6rad 到 20.0rad ，细线半径为 0.006λ ，采用条带模型，则条带宽度为 0.024λ 。球形罩的内半径 0.7λ ，厚度 0.1λ 。

图 2 MoM_No Radome 表示利用 MoM 和 LU 分解直接解法求解无罩天线阵的结果，FMM_1.0 表示利用 MoM 和 PCG+FMM 求解带空气罩天线阵的结果，由图可见，无罩天线阵的结果与带空气罩天线阵的结果完全一致。由此验证了本文算法的正确性和有效性。

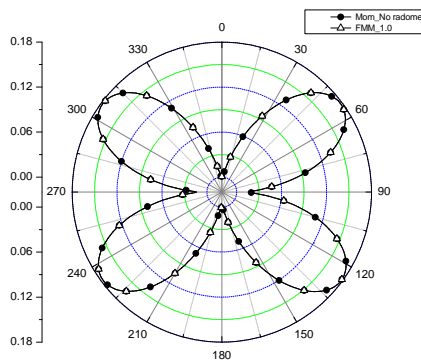


图 2 带球罩 2 单元阿基米德天线阵的 E 面方向图

3.2 阿基米德天线阵与不同厚度的球形罩

天线阵列参数与上例完全相同，下图分别为天线罩厚度 (thickness) 改变对上述 2 单元阿基米德天线阵列 E 面方向图的影响，其中，球形罩的介电常数为 ϵ_r 为 $(2.0-1.0j)$ ，内半径为 1.0λ 。由图 3 可以看出，天线罩厚度的变化对于天线辐射特性，有显著影响。

3.3 Dipole阵和不同介电常数的锥形天线罩

Dipole 天线是基本类型天线之一。考虑如图 4 所示带有圆锥形介质罩的 dipole 天线阵。其中天线阵列为 9 元等幅同相线阵，沿 Z 轴放置，单元间距为 0.25λ 。锥形天线罩底面平行于 XOY 平面，其顶点在 X 轴上，外表面底边半径 1.4λ ，高度 2.8λ 。

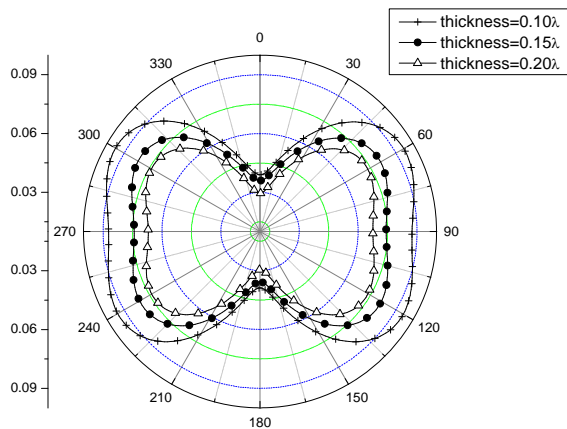


图 3 球罩厚度不同时 2 单元阿基米德天线阵的 E 面方向图

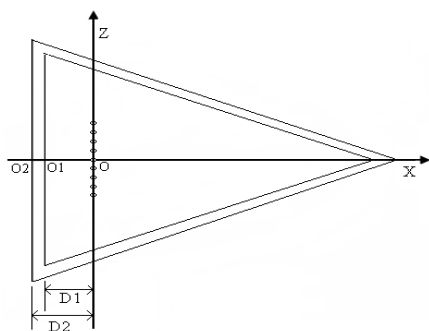


图 4 锥形罩和 9 单元 Dipole 天线结构图

图 5 和 6 分别给出了半椭球罩介电常数改变时的 E 面与 H 面方向图。由图同样可以看出天线罩介质参数变化对其内部天线或天线阵辐射特性的显著影响。

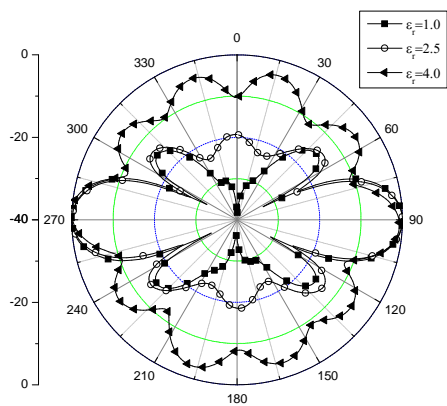


图 5 锥形天线罩介电常数不同时 9 单元 Dipole 天线阵 的 E 面方向图

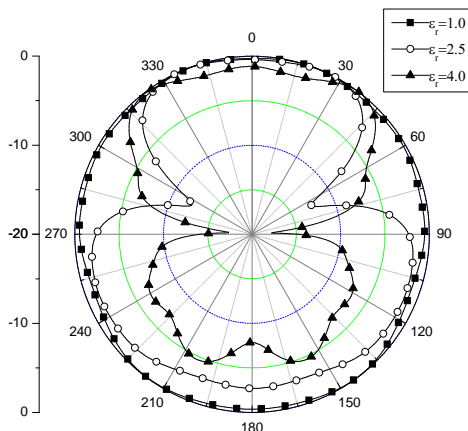


图 6 锥形天线罩介电常数不同时 9 单元 Dipole 天线阵 的 H 面方向图

4 结论

本文利用 MoM 结合 PCG 和 FMM 对加罩天线进行了整体严格建模，并对带有球形介质罩的阿基米德天线阵和带有圆锥形介质罩的 Dipole 天线阵进行了数值仿真，分析了天线罩相关参数变化对天线阵辐射特性的影响。结果表明，天线罩的厚度和介电常数等参数对天线或天线阵辐射特性具有明显的影响，特别是当天线罩处于天线或天线阵的中近场区时更加突出，此时在进行天线设计的过程中必须考虑天线罩与天线之间的互耦因素。

参 考 文 献

- [1] S.M.Rao, D.R.Wilton and A.W.Glison. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary sharp [J], IEEE Trans Ant and Pro, 1982, vol.30: pp.409-418.
- [2] N.M.Sergey, “Antenna and EM Modeling with MATLAB”, John Wiley and Sons, Inc.2002
- [3] Y.Sadd. Iterative Methods for Sparse Linear Systems[M]. Philadelphia: Society for Industrial & Applied Mathematics, 2nd ed., 2003.
- [4] Ying Zheng, Efficient Analysis of an Antenna-Radome Structure Using Fast Multipole Method. ICMMT2008, Nanjing, China.
- [5] V.Rokhlin. Rapid solution of integral equations of scattering theory in two dimensions[J]. Journal of Computational physics, 1990, 86:414-439.
- [6] R. Coifman,V. Rokhlin, and S. Wandzura. The fast multipole method for the wave equation:A pedestrian prescription.IEEE Antennas Propagat. Mag. June 1993, vol. 35: 7-12.
- [7] H.Y.Yao, X.Q.Sheng and K.N.Yung, Computation of scattering from large conducting bodies complex and thick coating using MoM and FMM, PIERS 2001, Osaka, Japan.

基于功率倒置法的空时自适应抗干扰分析

任燕飞 何海丹 张 云 兰 海

(中国西南电子技术研究所, 成都 610036)

摘 要: 传统的阵列抗干扰技术自由度有限, 当存在多干扰时会失效, 空时自适应抗干扰技术, 在不增加阵元的情况下, 使阵列自由度大大增加, 从而使抗干扰能力显著提高; 功率倒置法可以在干扰方向形成零陷, 有效提高卫星导航接收机抗干扰能力。本文将功率倒置法用于空时自适应技术, 通过 MATLAB 和 HFSS 仿真, 得到验证。

关键词: 功率倒置法; 空时自适应; 抗干扰

Analysis of space-time anti-jammer based on power inversion

Ren Yanfei He Haidan Zhang Yun Lan Hai

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: Traditional array based anti-jammer will be void, if there are lots of jammers. The applying of STAP (space-time adaptive processing) so greatly increases the freedoms of degree as to enhance the anti-jammer capability remarkably. PI(power inversion) can be null in the interference direction, improving satellite receiver's anti-jammer ability. In this paper, using PI in STAP is validated by *Matlab* and *HFSS* simulation.

Key words: PI; STAP; anti-jammer

0 引言

功率倒置法不需要预先知道有用信号的特征和入射方向等先验信息, 实现简单, 在强干扰、弱信号的环境中得到了广泛应用。卫星导航系统具有重要的军事应用价值, 但其军事应用面临着强干扰环境, 卫星导航接收机需要在弱信号、强干扰的环境下工作, 因此可以采用功率倒置法提高抗干扰能力。

空域滤波技术实现比较简单、计算量小。主要不足之处自由度有限, 当存在大于自由度数量的干扰时, 达不到抗干扰的目的。空时自适应技术结合空域滤波技术与时域滤波技术的优点, 在不增加阵元的前提下, 大大地增加了阵的自由度。

1 功率倒置法

功率倒置法实质上是一种具有严格约束条件的自适应算法。由于卫星导航信号功率低于

热噪声功率，保持第一路阵元的输出功率恒定，通过调整其他阵元的加权系数使阵列输出功率最小，从而达到抑制干扰的目的。结构如图 1 所示。

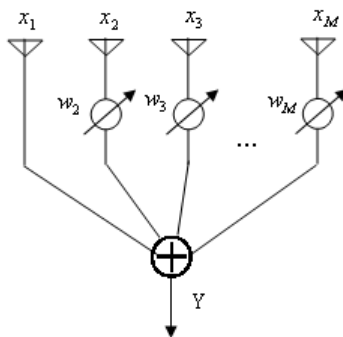


图 1 功率倒置阵

设天线阵元个数为 M ，阵列输入信号向量 $X=[x_1,x_2,\cdots,x_M]$ ，加权向量 $W=[w_1,w_2,\cdots,w_M]$ ，使阵列输出信号的功率最小^{[1][2][3]}，为了防止得到无意义解，引入约束条件 $w_1=1$ 。

这种最佳阵并不分信号与干扰。它只力图使输出功率最小。其物理意义是，波束图在干扰方向引入零点，而且，干扰愈强引入的零点愈深^[4]。

2 空时自适应技术

2.1 空时自适应原理

空时自适应技术结合空域滤波技术与时域滤波技术的优点，在不增加阵元的前提下，大大地增加了阵的自由度。结构如图 2 所示。

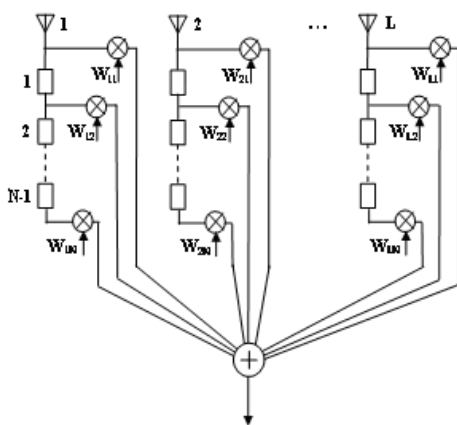


图 2 空时自适应阵列

基于同一时间延迟节点，各阵元共同所起的作用相当于空域的自适应滤波，可以分辨空间干扰源，形成空域零陷抑制空域干扰。基于同一天线阵元，各级时延相当于时域 FIR 滤波，根据自适应滤波原理，在时域进行干扰抵消。空时联合处理能够在空域和时域的

二维平面上抑制干扰。结构如图 2 所示。

设系统空时维数 $N \times L$ 。每个时间延迟单元的时间延迟为 Δ 。 W 为空时权矢量,

$$W = [w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1L}, \dots, w_{NL}]$$

联合空时处理的输入向量:

$$X = [x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1L}, \dots, x_{NL}]$$

2.2 空时自适应最优准则

为了达到空时自适应处理最优效果, 必须要确定最优准则。准则的确定与设计的要求和衡量的指标有关。不同准则下会求解出符合不同需求的最优的权系数。

1) 最小均方误差准则

取阵列输出信号 $y(n)$ 为参考信号 $d(n)$ 的估计值, 即 $y(n) = W^H X(n)$ (n 为某一采样点), 估计误差为: $e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - W^H X(n)$

最小均方误差就是使 $\xi = E\{|e(n)|^2\}$ 最小。

2) 最大信干噪比准则

设输入矢量 $X(n) = S(n) + N(n)$, S 为有用信号矢量, N 为干扰和噪声矢量。

相应的输出信号可表示为:

$$y(n) = W^H X(n) = W^H S(n) + W^H N(n)$$

有用信号功率对干扰和噪声功率之比为

$$\xi = \frac{E\{[W^H S(n)][W^H S(n)]^*\}}{E\{[W^H N(n)][W^H N(n)]^*\}} = \frac{W^H R_{ss} W}{W^H R_{nn} W}$$

式中 $R_{ss} = E\{S(n)S^H(n)\}$ 为输入有用信号的自相关矩阵; $R_{nn} = E\{N(n)N^H(n)\}$ 为输入干扰和噪声的自相关矩阵。

最大信干噪比就是使 ξ 最大。

3) 线性约束最小方差准则

保证滤波器对有用信号响应为常数, 不失一般性, 令常数为 1, 即 $W^H S = 1$, 使滤波器输出功率最小

$$\min_w P_{out} = E\{|y(n)|^2\}$$

该准则的意义为: 在保证对有用信号的增益为常数的条件下, 使输出总功率最小。

由于平台相对卫星位置不断在变化, 并且接收机接收到导航信号功率低于热噪声功率, 因此, 导航信号方向不确定, 其自相关矩阵也无法求得。基于此, 将功率倒置法用于空时自适应技术, 利用最小均方误差准则, 取 $w_{11} = 1$, 相应的信号 $x_{11}(n)$ 为参考信号 $d(n)$, 选择加权向量 $w_\varphi = [w_{12}, w_{13}, \dots, w_{NL}]$, 使得误差 $e(n)$ 最小即可抑制干扰信号。

3 计算机仿真

3.1 MATLAB仿真

天线阵列排布形式如图 5 所示, 相邻阵元间距 0.1m, 每个天线单元后接 6 级时延, 选用 RLS 算法, $\lambda = 0.99$, $\delta = 0.00001$ 。对于四元天线阵, 单空域滤波最多抗 3 路干扰, 为验证

空时技术，我们选择 4 路干扰，干扰参数见表 1：

表 1 干扰信号参数

信 号	类 型	信号功率(dBW)	频率(MHz)	来波方向	
				方位角(度)	俯仰角(度)
干扰 1	宽 带	-50	1590±5	310	10
干扰 2	单 音	-50	1588	100	30
干扰 3	单 音	-50	1593	200	60
干扰 4	单 音	-50	1590	230	40
噪 声	AWGN	-80	/	/	/

在空时自适应技术中，时域滤波和空域滤波同时进行，不能通过天线阵方向图直观的看到在干扰方向形成零陷，但是经过多次仿真试验发现，算法收敛后，将向量 $W_1=[w_{16},w_{26},w_{36},w_{46}]$ 对天线接收到未经时延的信号进行加权，可得图 3 所示天线方向图（等高线图），可以看到，在方位角 310 度，俯仰角 10 度的位置形成了约 45dB 的零陷，即每路天线最后一个权值对天线接收信号进行加权后，可以抑制宽带干扰。

图 4 为阵列输出功率的收敛曲线，随着收敛步数的增加，阵列输出功率由最初的-40dBW（4 路干扰信号合成功率）收敛为-80dBW，即所有干扰信号被抑制到噪声门限。

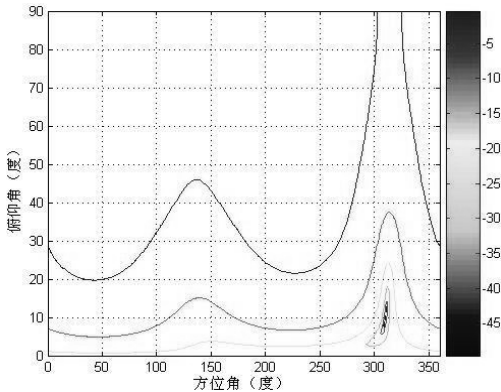


图 3 天线方向图（等高线图）

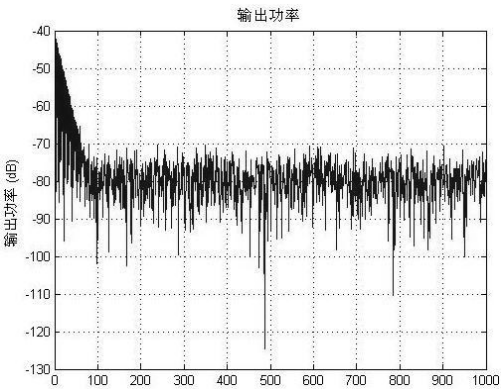


图 4 阵列输出信号功率收敛图

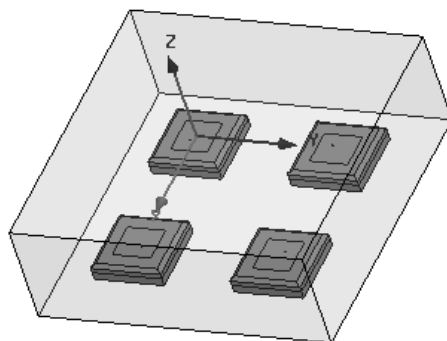


图 5 四元微带阵

3.2 HFSS仿真

运用电磁仿真软件 HFSS 建立天线阵列模型，如图 5，参考 MATLAB 算得的权值 W_1 ，对各天线馈电，可得出图 6~图 9 的阵列方向图，与 MATLAB 仿真结果吻合。

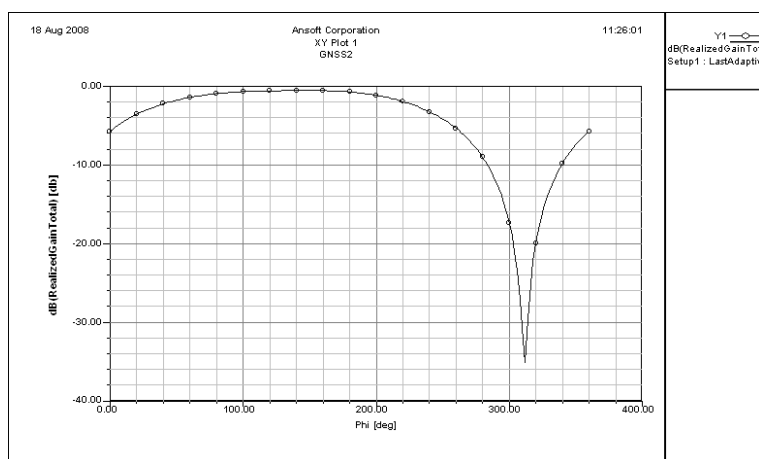


图 6 HFSS_天线阵方向图 (Theta=10 度)

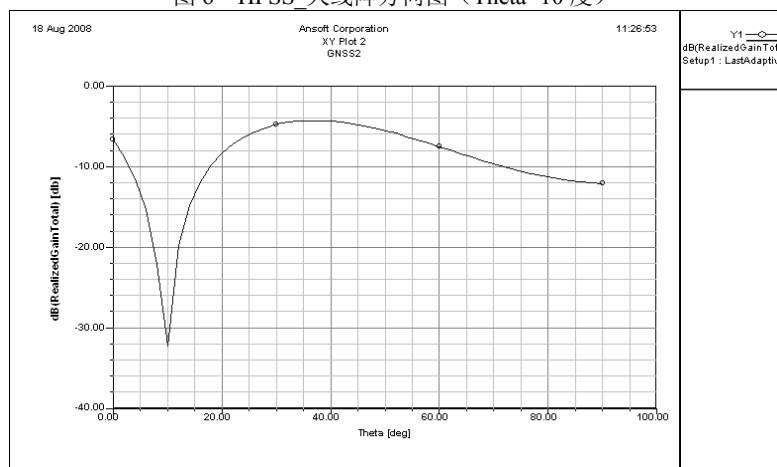


图 7 HFSS_天线阵方向图 (phi=310 度)

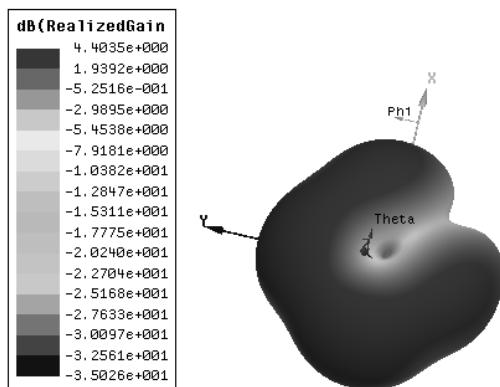


图 8 HFSS_三维极坐标_俯视图

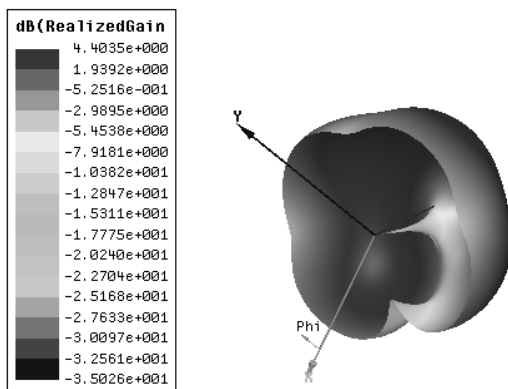


图 9 HFSS_三维极坐标_仰视图

4 结论

在卫星导航接收机中, 空时自适应技术可以在不增加天线阵元数的前提下, 通过增加时域抽头, 增大阵列自由度, 从而提高其抗干扰能力; 将功率倒置法应用于空时自适应技术, 通过 MATLAB 仿真, 证明该方法的有效性, 并且利用电磁仿真软件 HFSS, 将单纯的数学仿真与物理仿真相结合, 进一步验证该方法在工程上的可操作性。

参 考 文 献

- [1] Gecan A, Zoltowski M. Power Minimization Techniques for GPS Null Steering Antennna[C].ION GPS-95 Proceedings, 1992:861-868.
- [2] 贾洪峰, 康锡章. GPS 接收机天线自适应抗干扰系统的设计[J]. 通信学报, 2001,22(8):54-59.
- [3] 桑怀胜, 李峥嵘等. 采用 RLS 算法的功率倒置阵列的性能[J]. 国防科技大学学报, 2003,25(3):36-40.
- [4] 龚耀寰.自适应滤波[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [5] 孙晓昶, 皇甫堪等. GPS 接收机联合空时抗干扰方法[J]. 通信学报, 2003,24(9):93-102.
- [6] 高增来, 卢艳娥. 空时自适应抗干扰算法分析与仿真[J]. 通信技术, 2007,40(12):174-176.

一种基于左右手复合传输线的新型环形电桥

李树良 张德斌 凌天庆

(南京电子技术研究所, 南京 210013)

摘要: 利用左右手复合传输线模型得到了一种新型的移相单元。本文从理论上分析了新单元的幅相特性, 并利用其移相特性来改进传统环形电桥。在此基础上, 本文尝试设计了一种 9~11GHz 环形电桥。仿真和实验结果对比表明, 相比于普通环形电桥, 该电桥在带宽内具有更好的驻波、隔离以及幅相一致性。

关键字: 环形电桥, 复合左右手传输线

A Novel Hybrid Ring Based On Compositd Left-right Handed Transmission line

Li Shuliang Zhang Debin Ling Tianqing

(Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210013)

Abstract: A novel phase-shift model is presented by composited right/left-handed transmission line. The paper analyses the magnitude and phase characteristics of the novel model by theory, and improves the hybrid ring by using its phase characteristic. Based on this, a novel 9-11GHz hybrid ring is proposed. Its good reflections, isolations and consistency of magnitudes and phases are demonstrated by contrasts of simulated and measured results.

Key words: Hybrid ring, Composite right/left-handed transmission line (CRLT-TR)

0 引言

在平面电路中, 环形电桥形式的和差器因具有体积小, 工艺成本低的特点而被大量应用在馈线网络中。然而, 传统环形电桥的带宽极其有限, 并且在其带宽内的其他指标, 如隔离、幅相一致性等并不十分理想。

2002 年以来, Caloz 等人将左手材料的概念引入到传输线结构^[1], 在电路上合成了平面左手结构。自此, 左右手复合传输线单元模型的广泛应用使得部分微波器件的性能得到大大的改善^[2-3]。文献[4]使用集总参数复合左右手传输线设计出 90° 相位超前的移相单元来代替传统环形电桥中的 3 ($\lambda/4$) 波长线, 从而实现了宽带环形电桥。但由于集总电容电感本身的特性, 这种方法不能应用在高频频段。文献[5]提出将反相短路耦合线应用在环形电桥中, 能大大拓展其带宽。由于设计时所需要的耦合间隙小于现有工艺所能达到的水平, 所以反相短路耦合线在平面电路, 特别是微带线上较难实现 3dB 耦合。文献[6]利用优化 3 ($\lambda/4$) 传输线的内部阻抗的方法, 增加了带宽, 但这种方法并不能改善带宽内的幅度以及相位的一致性。

本文利用分布参数的复合左右手传输线模型设计出一种新型 90° 延迟线。与传统 $\lambda/4$ 传输线相比, 这种延迟线能够在一个很宽的频带内实现对 $3(\lambda/4)$ 波长线的 180° 移相。利用此新模型, 设计出 9—11GHz 环形电桥。仿真实测结果对比表明该电桥在频带内具有优于普通环形电桥的和差特性, 该模型也可以用于改进其他微波无源器件。

1 单元模型的理论及设计

环形电桥由 6 节 $\lambda/4$ 传输线构成。由于结构的不对称性, 当 f 偏移中心频率 f_0 时, 总口到两分口的功率分配比以及相位延迟就会有较大的偏差。因此, 要改善带宽内的幅相一致性, 就必须得到两段能在宽频带内实现相位延迟相差 180° 的传输线。

本文利用交指电容和接地电感设计出一种左手传输线模型。该模型的结构如图 1 所示。



图 1 所设计模型

其中, 两圆形为接地孔, 中间耦合线宽度为 0.2mm, 间隙为 0.1mm。图 2 为该模型等效电路。

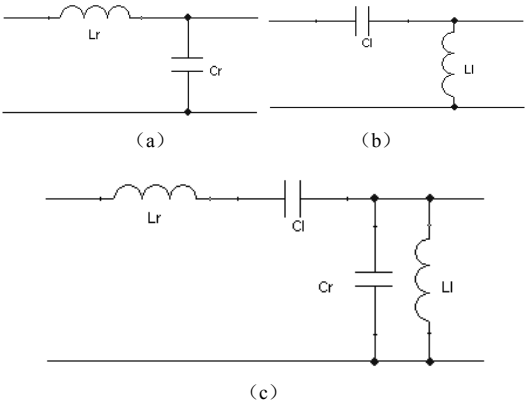


图 2 复合左右手传输线模型等效电路

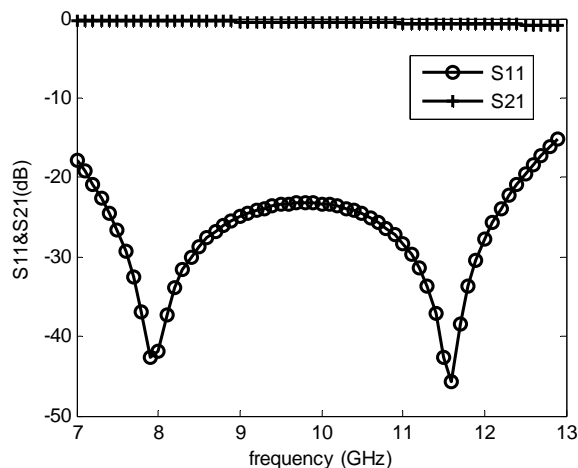
此单元的相位特性可以由其等效电路求出。

$$\varphi_r = -\arctan\left[\frac{\omega(L_r / Z_{or} + C_r Z_{or})}{2 - \omega^2 L_r C_r}\right] < 0 \tag{1}$$

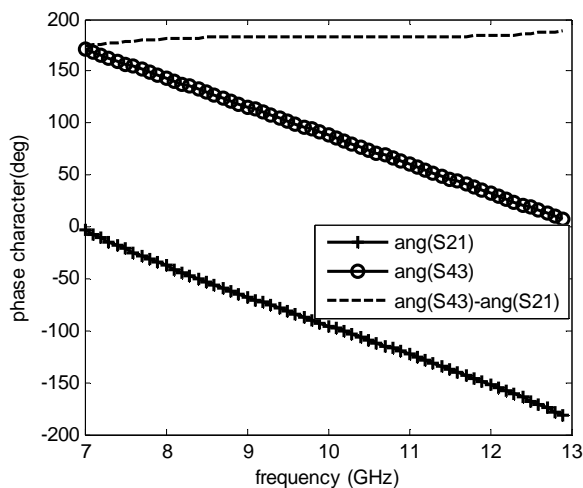
$$\varphi_l = -\arctan\left[\frac{\omega(L_l / Z_{ol} + C_l Z_{ol})}{1 - 2\omega^2 L_l C_l}\right] > 0 \tag{2}$$

$$\varphi = \varphi_r + \varphi_l \tag{3}$$

采用电磁场仿真软件对该模型进行仿真与优化, 得到其幅度相位特性曲线如图 3 所示。



(a)



(b)

图3 单元模型仿真结果

由图3(a)可得,该单元模型在X波段的特性阻抗为50欧姆。图3(b)中, $\text{ang}(S21)$ 为该模型相位特性曲线,而 $\text{ang}(S43)$ 为 $3(\lambda/4)$ 传输线的相位特性曲线。由此可见该模型能实现针对 $3(\lambda/4)$ 传输线的宽频带 180° 相移。

3 环形电桥的设计与仿真

本文采用 Rogers 公司的 RT/Duroid 5880 介质板,介电常数为 2.2,厚度为 0.508mm。在器件的设计过程中,采用新单元模型来实现环形电桥。端口阻抗为 50 欧姆。器件工作频率为 9~11 GHz。所设计环形电桥如图 4 所示。其中,1 口为差口,3 口为和口,2,4 为输出口。

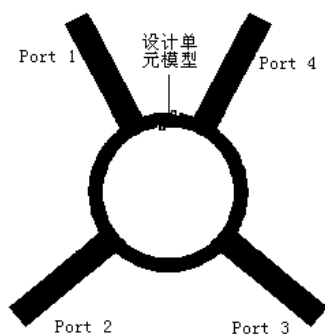


图 4 本文所设计环形电桥

将本文设计的环形电桥分别带入到以矩量法为基础的电磁场仿真软件 Designer V2.0, 得到结果如图 5~8 所示。实测结果表明, 所设计环形电桥在 9~11GHz 具有小于-15dB 的反射, 低于-25dB 的隔离。差口幅度位于 $-4.8 \pm 0.2\text{dB}$, 和口幅度位于 $-5.0 \pm 0.4\text{ dB}$ 。差口相位位于 $\pm 4^\circ$, 和口幅度位于 $\pm 1.5^\circ$

从软件仿真与实测对比来看, 虽然二者稍有差别, 但采用新模型仍然能较好的实现和差特性。

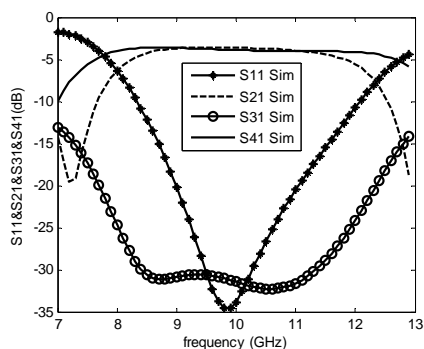


图 5 差口幅度特性的仿真结果

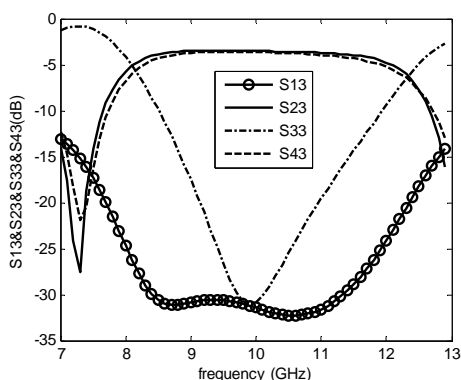


图 6 和口幅度特性的仿真结果

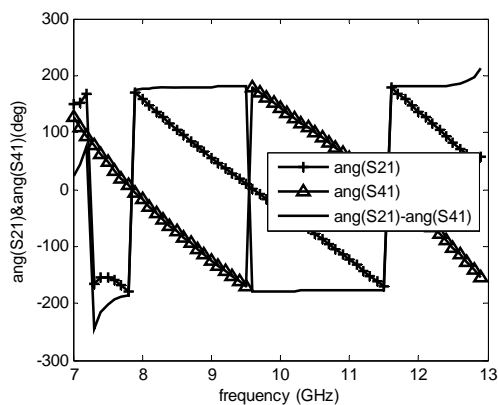
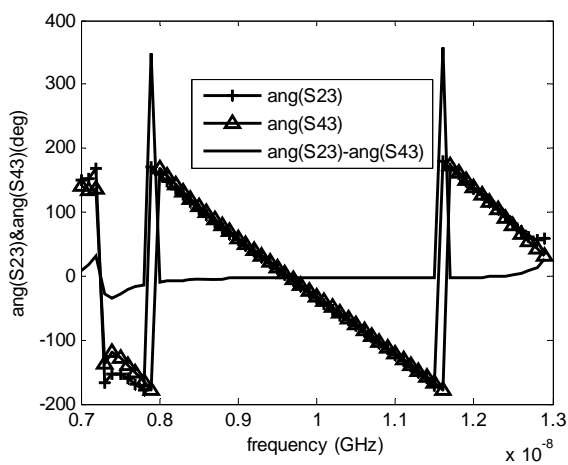
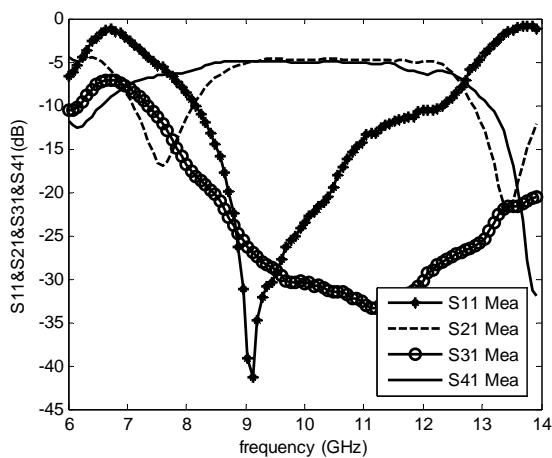


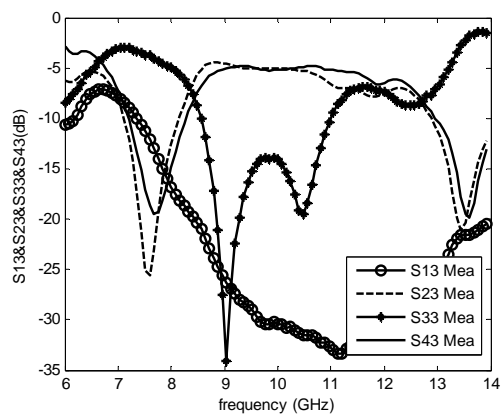
图 7 差口相位特性的仿真结果



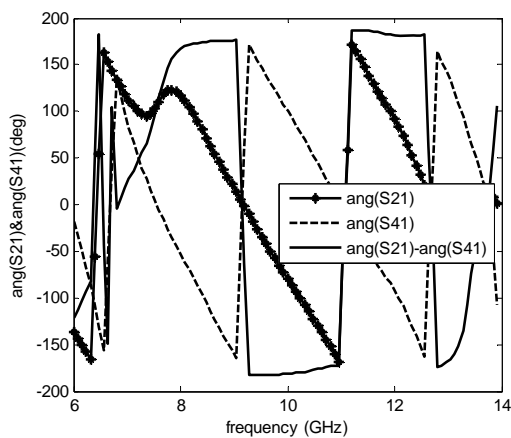
(a) 和口相位特性的仿真结果



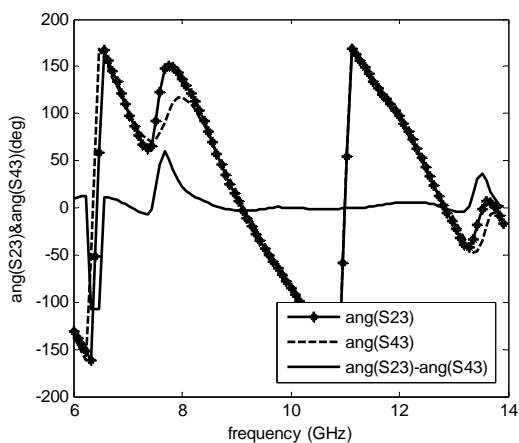
(b) 差口幅度特性的实测结果



(c) 和口幅度特性的实测结果



(d) 差口相位特性的实测结果



(e) 和口相位特性的实测结果

图 8

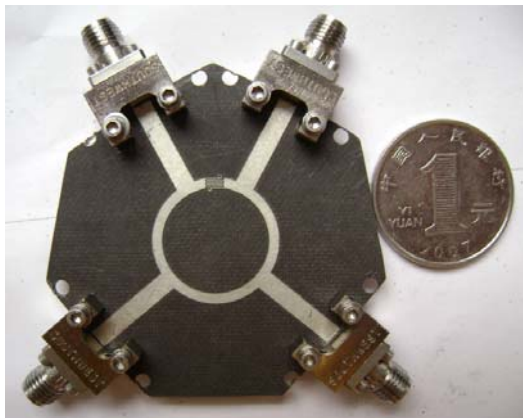


图 9 实物照片

表 1 仿真实测结果对比

	仿真结果	测试结果
频率(f)	9—11 GHz	9—11 GHz
反射/dB	-20	-15
隔离/dB	-29	-25
和口幅度/dB	-3.7 ± 0.2	-5.0 ± 0.4
差口幅度/dB	-3.8 ± 0.2	-4.8 ± 0.2
和口相位差	$0^\circ \pm 1^\circ$	$0^\circ \pm 1.5^\circ$
差口相位差	$180^\circ \pm 2^\circ$	$180^\circ \pm 4^\circ$

4 结论

本文利用左右手复合传输线单元来代替环形电桥中的普通传输线，并利用仿真和实验验证了新模型的幅度和相位特性。当设计频率在 X 波段以上的微波器件时，由于 $\lambda/4$ 传输线很短，这就造成了器件的体积比较小，不利于加工和调试。这种新型环形电桥增大了原始电路的体积，并能于频带内实现较好的和差特性。

当然，由于放大了体积，使得损耗加大，这是需要改进的方向。该模型的移相特性与设计思路还可以利用于改善其他微波器件。

参 考 文 献

[1] C.Caloz and T.Itoh, “Application of the transmission line theory of left-handed materials to the realization of a microstrip ‘LH line,’” IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.2, pp.412-415, June 2002.

[2] C. Caloz and T. Itoh, “A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. vol. 52, no. 3, pp. 798-804, Mar. 2004.

- [3] C. Caloz, "A novel mixed conventional microstrip and composite right/left-handed backward-wave directional coupler with broadband and tight coupling characteristics," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol.14, no.1, pp. 31-33, Jan. 2004.
- [4] Hiroshi Okabe,"A Compact Enhanced- Bandwidth Hybrid Ring Using an Artificial Lumped-Element Left-Handed Transmission- Line Section," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, no.3, pp.798 -804, Mar 2004.
- [5] S.March, "A Wideband Stripline Hybrid Ring," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech, vol. 16, no. 6, June 1968, pp. 361
- [6] Dong Kim, " Broad-Band Design of Improved Hybrid-Ring 3-dB Directional Couplers" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques , vol.30,No.11,pp.1142-1149,Nov 1982.

基于新型EBG结构的低仰角微带天线阵列研究

张 岩 吕善伟 张 军 郭 瑞

(北京航空航天大学电子信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 本文将一种新型 EBG 结构应用于微带天线阵列设计。这种 EBG 结构能够有效地抑制表面波传播造成的多径效应。通过与传统微带天线阵列进行比较, 新型 EBG 结构对微带天线阵列的低仰角增益和轴比等辐射性能以及驻波比和互耦等端口特性均有很大改善。

关键词: 微带天线阵列; Electromagnetic band-gap (EBG); 增益; 轴比; 低仰角

Low-profile microstrip antenna array above novel EBG structure

Zhang Yan Lü Shan-wei Zhang Jun Guo Rui

School of Electronics and Information Engineering, Beijing University
of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, P. R. China

Abstract: The performance of low-profile microstrip antenna array above electromagnetic band-gap (EBG) structure is investigated. This kind of EBG structure can reduce the effects of multipath by blocking the propagation of surface waves effectively. And numerical results are compared with those of microstrip antenna array with a conventional ground plane. It is found that this novel EBG structure can improve the gain and axial ratio (AR) of the microstrip antenna array.

Key words: Microstrip antenna array; Electromagnetic band-gap (EBG); gain; axial ratio (AR); low profile

0 引言

机载卫星导航天线系统要求在仰角 $5^{\circ} \sim 90^{\circ}$ 范围内保持很好的覆盖, 低仰角高增益卫星导航天线的分析设计成为一个新的研究课题。近年来, 对电磁带隙 (Electromagnetic Band-Gap, EBG) 结构的研究方兴未艾, 将 EBG 结构应用于天线阵列优化设计, 开辟低仰角高增益天线设计的新方法, 使得 EBG 结构和微带天线阵相结合进而实现低仰角高增益/低互耦成为可能。

传统 EBG 结构对低仰角增益和轴比确实有一定的改善效果, 但由于传统 EBG 结构形式过于单一, 还需挖掘 EBG 结构的潜力、进一步提高天线性能以满足卫星导航天线的设计指标。目前国内外大部分学者[1-4]采用传统 EBG 结构形式进行天线设计, 然而如何更好地设计 EBG 结构、更充分地抑制表面波是改善天线辐射特性的关键所在, 因此一些学者提出了新型 EBG 结构的设计方法。

1 传统地板天线阵列

基板相对介电常数为 4.39, 厚 1.524mm。我们对 2×2 的天线阵列进行仿真, 阵元间距 $0.6\lambda_0$, 模型如图 1 所示。

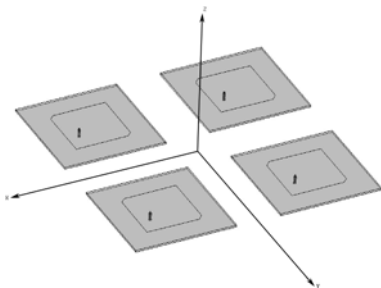


图 1 2×2 天线阵列模型

天线阵列的辐射特性绘于图 2。

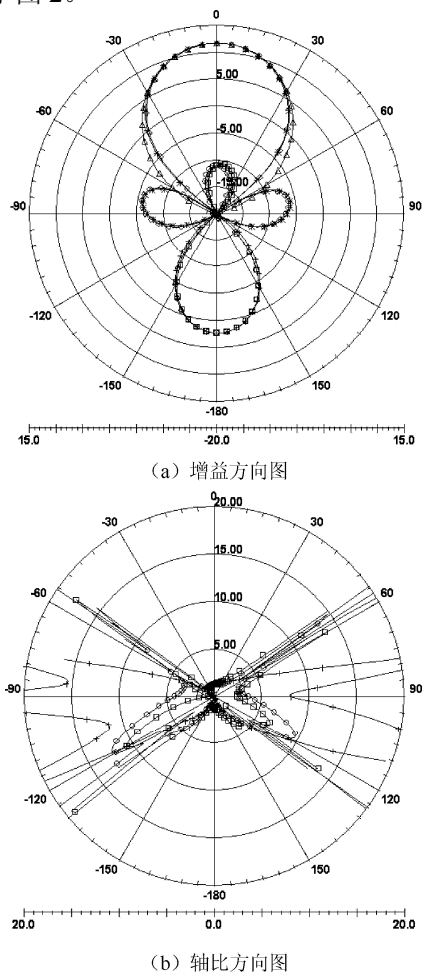
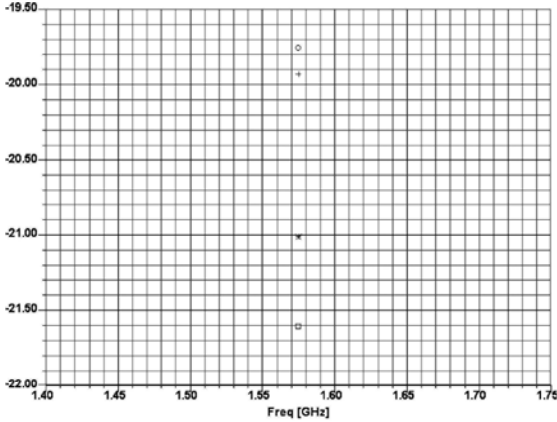
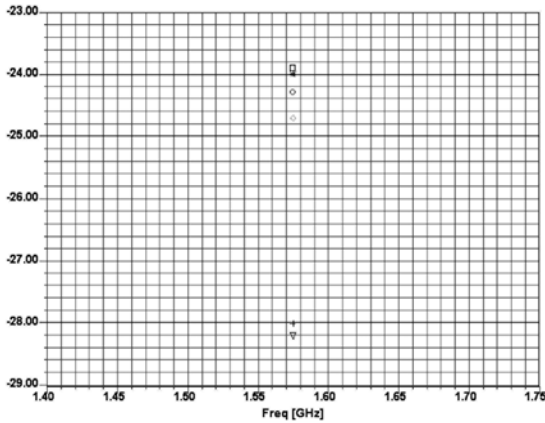


图 2 2×2 天线阵列辐射特性

由图 2 可看出，天顶方向右旋增益为 11.6dB，左旋增益为-11.1dB；0dB 增益波束宽度为 79 度，-3dB 增益波束宽度为 87 度；背瓣右旋增益为-20.7dB，左旋增益为 2.2dB。6dB 轴比波束宽度为 100 度。天线阵列的端口特性绘于图 3。



(a) 反射系数



(b) 耦合系数

图 3 端口特性

由图 3 可看出，反射系数低于-19.8dB，耦合系数低于-23.9dB。我们对传统地板微带天线阵列进行了仿真计算，模型如图 4 所示。

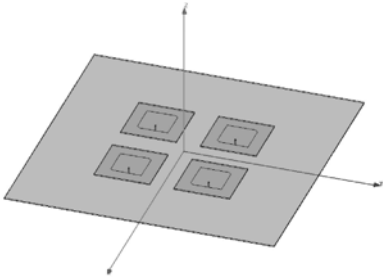


图 4 天线阵列对比模型

传统地板天线阵列的辐射特性绘于图 5。

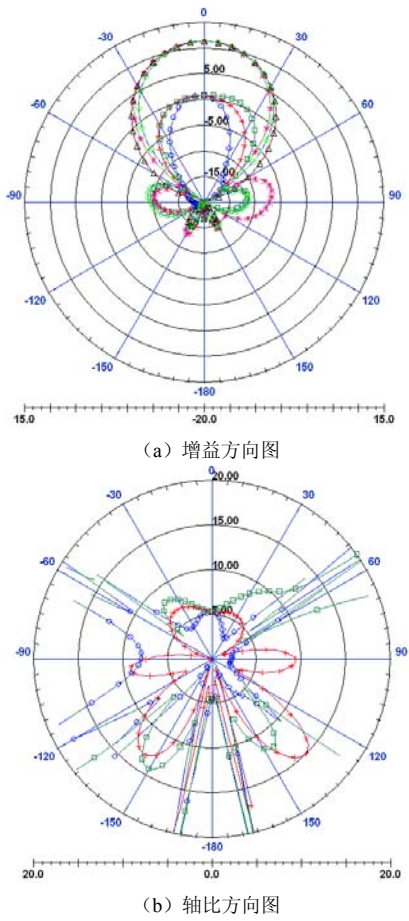
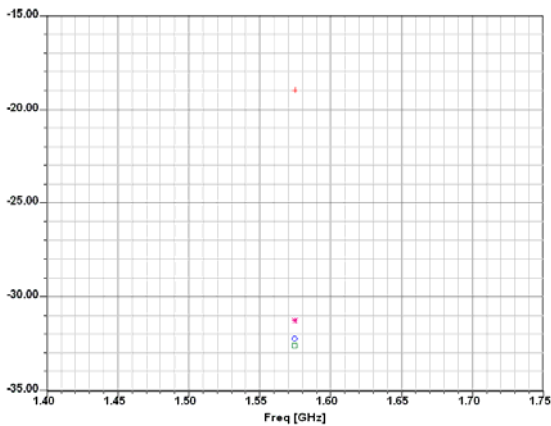
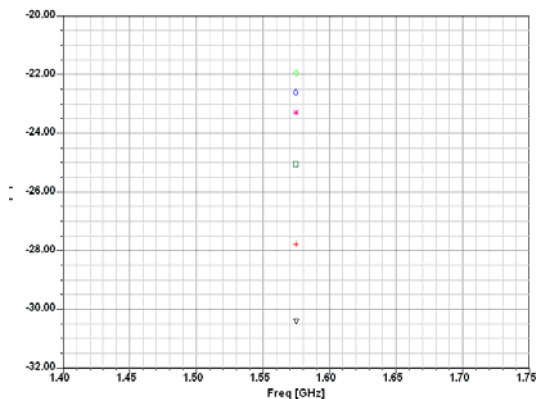


图 5 天线阵列对比模型辐射特性

天顶方向右旋增益为 11.3dB，左旋增益为 0.7dB；0dB 增益波束宽度为 75 度，-3dB 增益波束宽度为 84 度；背瓣右旋增益为-28.7dB，左旋增益为-16.7dB。6dB 轴比波束宽度为 26 度。传统地板天线阵列的端口特性绘于图 6。



(a) 反射系数



(b) 耦合系数

图 6 端口特性

由图 6 可看出，反射系数低于-19.0dB，耦合系数低于-21.9dB。

3 采用新型EBG结构的天线阵列

将蘑菇形 EBG 结构应用于天线阵列，为了更加有效地抑制表面波传播，我们将天线阵列嵌入 EBG 结构之中，模型如图 7 所示。

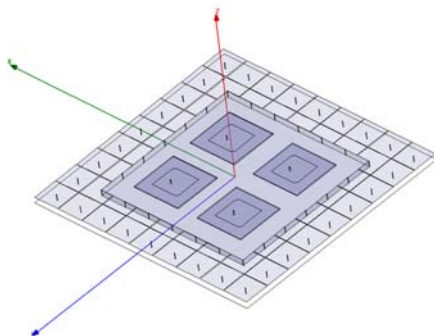
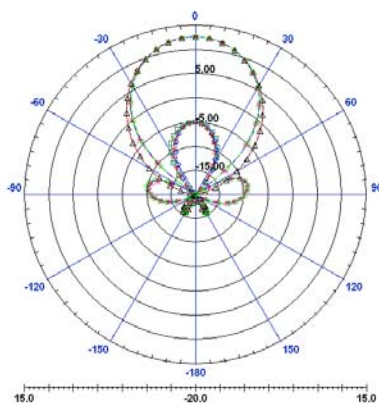
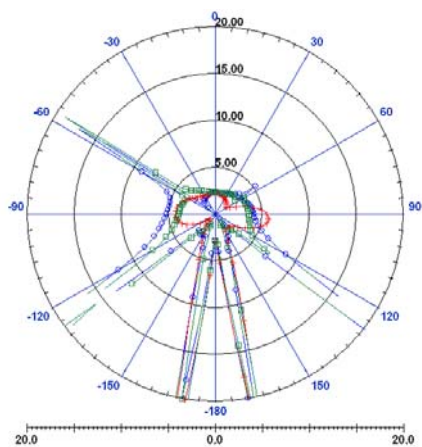


图 7 新型 EBG 结构模型示意图

仿真得到的方向图绘于图 8。



(a) 增益方向图

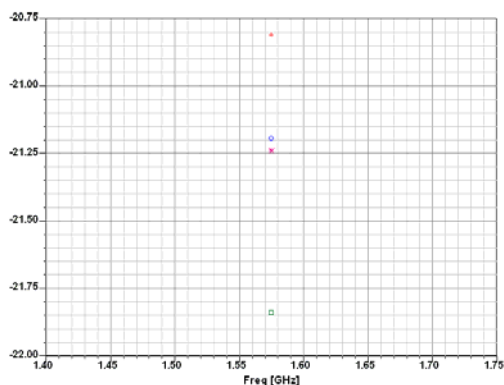


(b) 轴比方向图

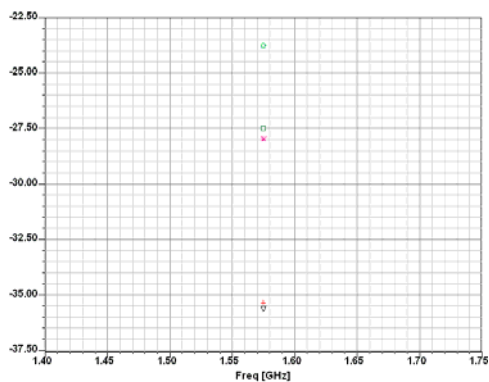
图 8 新型 EBG 结构微带天线阵列辐射特性

从图 8 可看出，天顶方向右旋增益为 12.6dB，左旋增益为-5.1dB；0dB 增益波束宽度为 76 度，-3dB 增益波束宽度为 85 度；背瓣右旋增益为-39.1dB，左旋增益为-23.4dB。6dB 轴比波束宽度为 168 度。

新型 EBG 结构微带天线阵列的端口特性绘于图 9。



(a) 反射系数



(b) 耦合系数

图 9 新型 EBG 结构微带天线阵列端口特性

由图 9 可看出, 反射系数低于-20.8dB, 耦合系数低于-23.8dB。

对比图 5 和图 8 可看出, 添加 EBG 结构之后, 在 $\theta = 0^\circ \sim 60^\circ$ 范围内, 右旋增益得到了明显提高: 天顶方向右旋增益由 11.3dB 增加为 12.6dB, 左旋增益由 0.7dB 减小为-5.1dB。在抑制背瓣方面, EBG 结构也表现出良好的性能: 背瓣的右旋增益由-28.7dB 减小为-39.1dB, 左旋增益由-16.7dB 减小为-23.4dB。另外, 天顶方向轴比由 5.3dB 减小为 2.3dB, 3dB 轴比波束宽度由 0 度增加到 78 度, 6dB 轴比波束宽度由增加 26 度到 168 度。可见, 新型 EBG 结构对天线阵列的圆极化辐射特性(包括增益和轴比)均有明显的改善作用。而 0dB/-3dB 增益波束宽度基本保持不变。

对比图 6 和图 9 可看出, 添加 EBG 结构之后, 反射系数由-19.0dB 减小为-20.8dB, 耦合系数由-21.9dB 减小为-23.8dB, 可见, EBG 结构对端口性能也是有改善的。

4 结论

本文将一种新型 EBG 结构应用于圆极化微带天线阵列的设计, 通过仿真结果可以看出, EBG 结构有效地抑制了表面波的传播, 从而提高了辐射效率, 改善了阵列天线阻抗特性。

参 考 文 献

- [1] 闫敦豹, 付云起, 张国华, 等. EBG 结构在微带天线阵中的应用. 微波学报, 2003, V21 增刊: 75-78
- [2] 杨绍华, 张福顺, 焦永昌. EBG 结构的小型圆极化微带天线. 电子学报, 2004, V32(11): 1930-1932
- [3] 包秀龙, 孙晓玮, 李征帆, 等. EBG 结构在 35GHz 微带阵列天线中应用. 微波学报, 2005, V21(3): 36-38
- [4] 李斌, 李龙, 梁昌洪. EBG 高阻表面结构的矩形波导宽边缝隙天线. 电子学报, 2006, V34(3): 429-432

调频步进雷达信号参数设计与仿真

李保雪^{1,2} 张 冰¹ 费元春¹ 赵 琦¹

(1. 北京理工大学 信息科学技术学院电子工程系, 北京 100081;

2. 中国人民解放军 66489 部队 北京 100086)

摘 要: 雷达信号参数设计对研制雷达信号源来说是至关重要的。本文首先对调频步进雷达信号参数进行了分析, 分析了不同参数选择对雷达系统性能的影响, 给出参数设计中应遵守的原则。最后根据设计的参数对调频步进雷达信号性能进行了仿真, 从仿真结果上看该系统完全可以区分两个距离很近的静止目标, 从而验证了本文介绍的参数选取原则的正确性。

关键词: 调频步进雷达; 高距离分辨率; 雷达信号源

Parameters Design and Simulation of Chirp Sub-pulse Stepped-Frequency Radar Signal

Li Baoxue^{1,2} Zhang Bing¹ Fei Yuanchun¹ Zhao Qi¹

(1, Department of Electronic Engineering, School of Information Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China; 2, PLA 66489 Beijing 100086)

Abstract: It's important to select the proper parameters for any kinds of radar frequency synthesizer before designing. The paper first analysis these parameters, give the principles of selecting them, and then simulate the performance of chirp sub-pulse stepped-frequency radar after confirming those parameters. The results show the system can clearly distinguish two stationary targets which distance is very close, which also show the principles of selection parameters are exactly correct.

Key words: chirp sub-pulse stepped-frequency radar; high resolution; radar signal synthesizer

0 引言

雷达系统从出现至今, 取得了巨大的发展, 其种类之多, 用途之广, 已成为现代军事和民用领域中非常重要的获取目标信息的手段。由于高距离分辨率雷达具有精度高、抗杂波、反隐身以及可以识别真假目标并对目标进行精确定位等优点, 所以高距离分辨率雷达技术在军用及民用领域的应用中具有重要意义。调频步进雷达作为高分辨率雷达的一种, 由于其独特的优势, 而倍受重视。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 60772143, 四川省青年科技基金资助项目 06ZQ026-006

基金项目: 国家自然科学基金 (60471040)

调频步进信号^[1,2]由一串载频线性跳变的 Chirp 子脉冲组成, 通过对脉冲回波做脉冲压缩和 IDFT 处理合成距离高分辨效果, 它将线性调频和频率步进两种高分辨率信号相结合, 同时具备两者的优点, 但由此也会带来运算复杂、数据量大等问题。本文从调频步进信号的参数选择入手, 探讨了信号参数的选取原则, 分析了不同参数选择对雷达系统性能的影响, 并且对宽带调频步进信号的处理进行了仿真, 仿真结果验证了选取参数原则的正确性。

1 调频步进雷达信号性能分析

调频步进信号是一种合成信号, 兼有线性调频和频率步进信号的优点, 在获得高距离分辨率和高数据率的同时降低了系统瞬时处理带宽和采样率, 但其信号参数设计及处理的复杂度将有所增加。

调频步进雷达信号的时域表达式如下:

$$\begin{aligned} S(t) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} u_1(t - iT_r) \cdot e^{j2\pi i\Delta f t} \cdot e^{j2\pi f_0 t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{NT}} \sum_{i=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - iT_r}{T}\right) \cdot e^{j\pi K(t - iT_r)^2} \\ &\quad \cdot e^{j2\pi i\Delta f t} \cdot e^{j2\pi f_0 t} \end{aligned} \quad (1)$$

其中 $u_1(t) = \frac{1}{\sqrt{T_1}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_1}\right) \cdot e^{j\pi K t^2}$ 为 Chirp 子脉冲, $K = \Delta f / T_1$ 为 Chirp 子脉冲的调频斜率, T_1 为子脉冲的脉冲宽度, T_r 为脉冲的重复周期, $i \cdot \Delta f$ 为第 i 个脉冲的频率增量, f_0 为发射载频中不变的基频分量, N 为矩形子脉冲的个数。

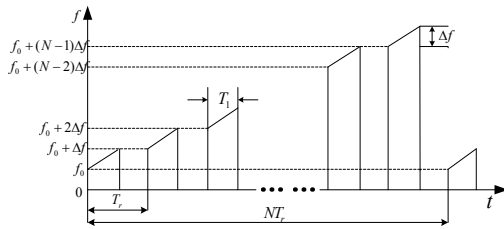


图 1 调频步进雷达信号频点分布

调频步进雷达信号压缩处理具有很好的抗噪声性能, 而且信号处理均采用数字单元处理的方式, 处理系统本身不会产生附加噪声, 同时还能够有效地抑制具有随机特征的输入噪声, 提高系统的信噪比。若以 $(S/N)_{in}$ 表示信号处理机的输入信噪比, $(S/N)_{out}$ 表示信号处理机的输出信噪比, 则:

$$(S/N)_{out} = D(T_1)^2 \cdot M \cdot (S/N)_{in} \quad (2)$$

其中 $D(T_1)^2$ 表示对线性调频脉冲信号进行脉冲压缩所得到的信噪比改善, 数值上等于线性调频脉冲信号的时宽带宽积, M 表示对一帧脉冲压缩结果做脉冲重复周期之间的 IDFT 相参处理所带来的信噪比改善。

图 2 显示了调频步进信号的抗噪声性能, 其中实线表示零噪声背景, 点划线表示 0dB 高斯白噪声背景。可以看出: (1) 即使 Chirp 信号被强噪声所淹没, 但匹配滤波器仍能对它实现脉

冲压缩, 输出信号的信噪比有明显的改善。(2) N 个脉压结果经 IDFT 处理后又进一步改善了信噪比, 与零噪声背景相比, 加入 0dB 高斯白噪声对目标的高距离分辨像影响很小。可见, 调频步进信号具有很好的抗噪声性能。

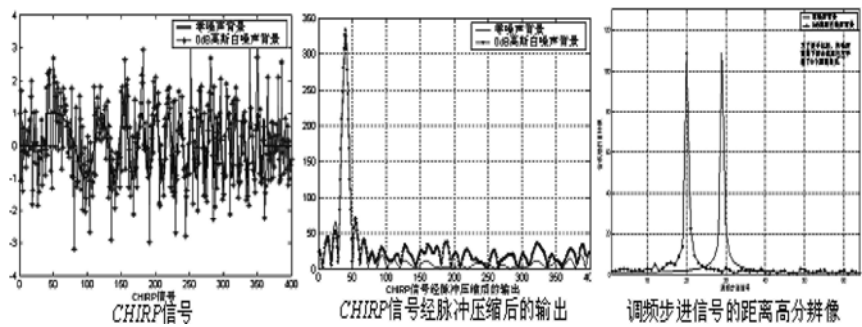


图 2 调频步进信号的抗噪声性能

2 调频步进雷达系统参数设计

雷达系统参数的设计是雷达系统设计的前提, 参数设计是否合理, 不仅是雷达系统性能指标的关键所在, 而且往往还决定着雷达系统的能否实现⁽³⁾。

决定调频步进雷达性能的参数主要有: $N, \Delta f, T_p, T_r, B_m$ 。其中 N 为雷达信号子脉冲个数, Δf 为相邻子脉冲载频频率间隔, T_p 为脉冲宽度, T_r 为脉冲重复周期, B_m 为子脉冲的调频带宽。 $N, \Delta f$ 决定雷达发射信号的总带宽, 从而决定了雷达所能实现最佳的距离分辨率; Δf 决定雷达发射信号的最大不模糊距离窗 R_u , 其与雷达所检测目标的最大径向长度有关; 脉冲宽度 T_p 对应着脉冲压缩之前的距离分辨率; 脉冲重复周期 T_r , 由雷达的最大作用距离而定, 但当目标运动时, T_r 的大小将会影响目标回波的发散因子和时移因子的大小; 调频带宽 B_m 决定一级脉压后的信号时宽 τ , 从而将会影响调频步进信号一级脉压后的后续处理效果及处理复杂度。

通常, 在设计雷达信号参数时, 假设目标可能的最大长度 E , 雷达最大作用距离 R_{\max} , 雷达所能实现的最小分辨率 Δr 是已知的, 由此可以合理的设计出 Δf , N , T_r 等参数^[4-7]。

a. 为使目标距离像不出现“目标环绕”现象, 通常使最大不模糊距离窗 R_u 大于等于目标可能的最大长度 E , 即: $\frac{c}{2\Delta f} \geq E$, 所以 $\Delta f \leq \frac{c}{2E}$

b. 根据雷达距离最小分辨率 Δr 决定 N

$$\text{由 } \Delta r = \frac{c}{2N\Delta f}, \text{ 得 } N = \frac{c}{2\Delta f\Delta r}$$

c. 根据雷达最大作用距离 R_{\max} 决定 T_r

$$\text{由 } R_{\max} = \frac{cT_r}{2}, \text{ 得 } T_r = \frac{2R_{\max}}{c}$$

d. 发射脉冲宽度 T_p 的设计

发射脉宽 T_p 决定细化前的分辨率 $r_r = \frac{cT_p}{2}$, 脉宽 T_p 的减小有利于减小系统的近距离盲区,

但会降低发射信号的平均功率, 设计时应结合发射机功率和雷达作用距离综合考虑。

e. 调频子脉冲带宽 B_m 的设计

B_m 的设计主要考虑与步过频率间隔 Δf 的关系。

(1) 当 $B_m = \Delta f$ 时, 此时相当于频域采样间隔为 B_m , 因此 IDFT 处理后的时域周期为 $1/B_m$, 任意采样点所能获取的主瓣回波为 $2/B_m$ 间隔内的数据, 而 IDFT 处理后的数据将信息量压缩在 $2/B_m$ 间隔内, 这不可避免的产生了混叠。在距采样点间隔小于 $1/\Delta f$ 的所有目标经 IDFT 处理后, 目标位置不会产生失真, 而目标的幅度则会受到 Sinc 函数的加权; 如果目标刚好在采样点的位置处, 基本能无失真的复现回波信号的幅度; 远离采样点的目标, 受到 Sinc 函数包络的加权影响加大, 经 IDFT 处理后还会引入混叠, 从而造成虚假目标的出现。因此当 $\Delta f = B_m$ 时, 如果全部利用 IDFT 处理后的数据, 将会在数据两个边缘区产生较大的失真。

(2) 当 $B_m < \Delta f$ 时, 混叠问题将会更加严重, 无法提取出所需的信息, 因此实际应用中必须避免这种选择方式。

(3) 当 $B_m > \Delta f$ 时, 仍然存在混叠问题, 但是随着步进间隔的减小, 混叠也逐渐减轻。当步进间隔为 $B_m/2$ 量级时, 主瓣混叠基本消失, 副瓣引入的混迭很小, 可以忽略。

由以上分析可知, 调频步进雷达系统参数设计时, 需要考虑 IDFT 处理后所引入的混叠问题和 Sinc 函数加权问题。混叠问题通过设定步进间隔 $\Delta f = B_m/2$ 来解决。由此可见, 要保证脉间有较大的步进间隔而又不引入主瓣混叠, 需要调频子脉冲的带宽较大。同时为了降低脉内压缩后的旁瓣较大造成对 IDFT 处理结果的影响, 脉内压缩应采用加权处理来降低。Sinc 包络加权问题需要提高采样频率, 利用多个 IDFT 处理结果经过抽取部分样本进行拼接来解决。

f. 采样间隔 T_s 的选取

理论上, T_s 只要等于脉压之后的脉宽 $\tau = 1/B_m$, 就可以通过目标抽取算法获得一维距离像。在实际系统中, 由于目标的展宽和发散, 使采样点没有采到回波的最大值, 造成幅度上的损失, 这可以通过提高采样频率来减小。采样率的提高可以明显减少信号的幅度损失, 一般 $T_p/5 \leq T_s \leq T_p/3$ 。当 Δf 和 N 设定, 即最小距离分辨率设定时, 如果此时已可以得到目标的正确距离像信息, 再增大 B_m 和 T_s , 除了可以提高信号的幅度外, 只会严重加大运算量并且带来过采样造成的目标影像, 而对系统性能没有明显提高。

3 调频步进雷达信号处理及参数设计的仿真验证

调频步进信号处理分解为两个步骤: 首先在各个 PRT 内完成 Chirp 信号的脉冲压缩; 其次是在各个 PRT 之间完成 IDFT^(8,9)。

调频步进雷达信号的时域表达式如 (1) 式所示。接收子系统接收的信号首先与如下式所示相参本振进行混频。

$$f_{lo}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - iT_r - T_r/2 + T_l/2}{T_l}\right) \cdot e^{j2\pi i \Delta f t} \cdot e^{j2\pi f_0 t} \quad (3)$$

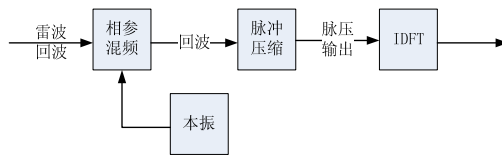


图3 调频步进雷达信号处理框图

混频后的视频信号输出为:

$$x(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \text{rect}\left[\frac{t - iT_r - \tau(t)}{T_1}\right] \cdot e^{j\pi K[t - iT_r - \tau(t)]^2} \cdot e^{-j2\pi i \Delta f \tau(t)} \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau(t)} \quad (4)$$

调频步进信号的视频回波可以分成两部分, 一部分 $A_i \text{rect}\left[\frac{t - iT_r - \tau(t)}{T_1}\right] \cdot e^{j\pi K[t - iT_r - \tau(t)]^2}$ 是子脉冲时宽 $\left(iT_r + \tau(t) - \frac{T_1}{2}, iT_r + \tau(t) + \frac{T_1}{2}\right)$ 内的 Chirp 信号, 二是因子 $e^{-j2\pi i \Delta f \tau(t)} \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau(t)}$ 这是由于信号载频的跳变而引起的相位的变化。

取 $\tau(t) = (2R - vt)/c$, 另 $v = 0$, 则信号经过脉冲压缩后如下式所示:

$$x_c(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cdot \sqrt{KT_1^2} \cdot \text{rect}\left[\frac{t - iT_r - 2R/c}{T_1}\right] \cdot \frac{\sin[\pi KT_1(t - iT_r - 2R/c)]}{\pi KT_1(t - iT_r - 2R/c)} \cdot e^{-j\pi K(t - iT_r - 2R/c)^2} \cdot e^{j\pi/4} \cdot e^{-j2\pi i \Delta f \cdot 2R/c} \cdot e^{-j2\pi f_0 \cdot 2R/c} \quad (5)$$

采样时刻 $t = iT_r + 2R/c$, 可得采样的数字信号。假定接收的回波幅度不变, 即 $A_i = 1$ 并进行 IDFT 处理后的输出结果为:

$$|y(l)| = \sqrt{KT_1^2} \left| \frac{\sin \pi(l - N\Delta f \cdot 2R/c)}{N \sin \pi((l/N - \Delta f \cdot 2R/c))} \right| \quad (6)$$

可以看出 IDFT 处理的输出为一离散的 Sinc 函数, 其时间分辨率为 $1/N\Delta f$ 。

根据上述算法, 对调频步进信号处理进行仿真。雷达的参数设计如下:

工作频段: xx 波段

子脉冲个数: 64

脉冲步进间隔: 25MHz

子脉冲调频带宽: 50MHz

脉冲宽度: 5us

脉冲重复周期: 60us

采样周

期: 120MHz

该雷达系统由于合成带宽高 $64 \times 25\text{MHz} = 1600\text{MHz}$, 经过理论计算, 系统的一维距离分辨率

$$\Delta r = \frac{c}{2N\Delta f} = 0.0938 \text{ 米}。$$

对于两静止目标, 分别相对于雷达的距离 2008 米和 2008.88 米, 用以上的参数进行脉冲压缩和 IDFT 处理后的结果如图 4、图 5 所示。

图 4 所示为调频步进雷达信号经过脉冲压缩处理后, 不能区分两个距离为 $2008.8 - 2008 = 0.8$ 米的物体, 因为子脉冲的线性调频带宽为 50MHz, 其分辨率为 3 米, 雷达把两个物体模糊成一个物体。

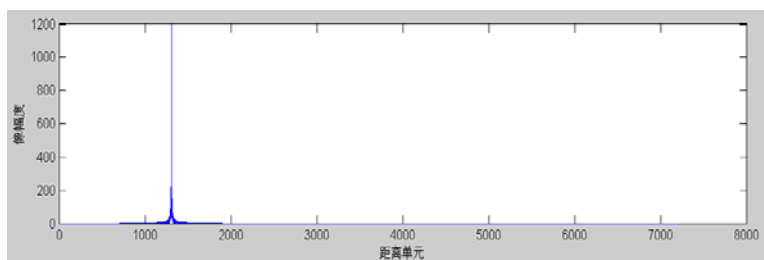


图 4 脉冲压缩后处理结果

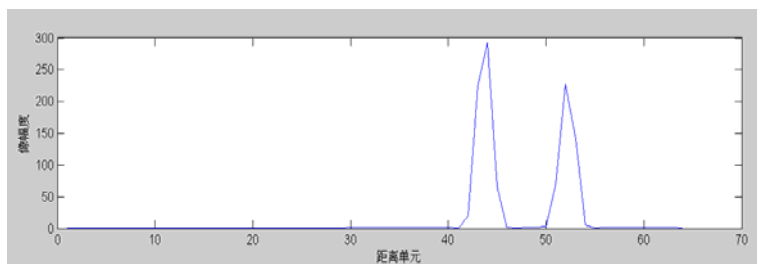


图 5 IDFT 后处理结果

图 5 为调频步进雷达信号经 IDFT 后的处理结果，上图显示两个物体相距 8 点（分别位于 44 点和 52 点），对应的距离为 $8 \times 0.0938 = 0.7504$ 米，与实际两个目标的距离 0.8 米非常接近，因此可以较为准确的表示两个物体。

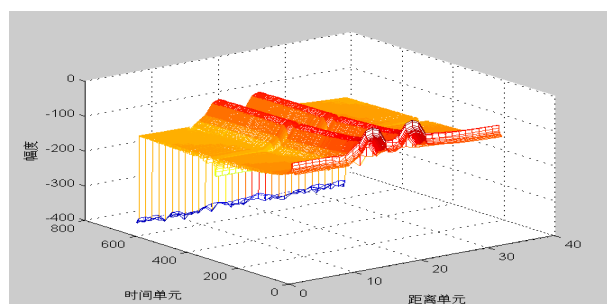


图 6 调频步进信号脉压和 IDFT 处理的三维图

从图 6 中的三维图能够清晰的分辨两个静止目标。

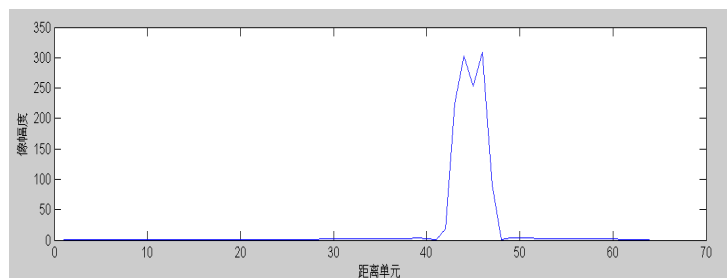


图 7 相距为 0.2 米的两目标成像

改变参数设置，当两个物体分别位于〔2008，2008.2〕时，仿真结果如图 7 所示。说明该

系统完全可以区分两个相距 0.2 米的目标。但是当两目标相距 0.1 米时，仿真结果显示有一个大目标，而把两目标模糊。因为仿真中 1 个距离单元代表 0.0938 米，当两个目标相距 0.1 米时，两个成像点叠加在一起，因而不能完全区分开来。

通过以上的仿真实验可以验证，调频步进雷达信号参数设计原则是完全正确可行的。

5 结论

本文从调频步进雷达的参数设计入手，分析了参数设计对系统性能的影响，给出了参数设计中所应遵守的原则，最后根据此原则选取了调频步进雷达信号参数，并且通过对信号处理的仿真，验证了本文提出的参数原则选取的正确性。

参 考 文 献

[1] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理[M]. 西安:西安电子科技大学出版社, 2000

[2] 林茂庸 柯有安 雷达信号理论[M].国防工业出版社.1984.

[3] 洪香茹, 杜自成, 张云展. 调频步进信号处理与参数设计[J].火控雷达技术, 2004, 03.

[4] 范玉芳 梁甸农.子脉冲线性调频步进雷达信号分析[J].信号处理。2001.08 p 317-320.

[5] 吕贵洲 何强 魏震生.脉内调频脉间步进跳频雷达信号分析[J].微计算机信息 2005.21 卷 01 期 p:107-108.

[6] 郑学合 阮文杰 袁起.Chirp 子脉冲频率步进雷达信号的探讨[J].系统工程与电子技术.1997.11:1-4.

[7] Donald R. Wehner. High resolution radar [J]. 2nd Edition. Artech House Inc, 1995.

[8] 龙腾, 毛二可, 何佩琨. 调频步进雷达信号分析与处理[J].电子学报, 1998, 12.

[9] 龙腾, 李眈, 吴琼之. 频率步进雷达参数设计与目标抽取算法[J]. 系统工程与电子技术, 2001(23) :26~31

作者简介:

李保雪（1977—），男，河北南宫人，博士生，研究方向微波频率源；张冰（1983—），男，黑龙江佳木斯人，博士生，研究方向超宽带技术；费元春（1938—），女，教授，博导，研究方向为微波、毫米波系统工程，微波毫米波理论与技术；赵琦（1981—），男，黑龙江哈尔滨人，博士生，研究方向为微波通信。

天线近场测试新技术综述

邓 斌² 胡明春^{1,2} 李建新^{1,2}

(1 中国电子科技集团公司第十四研究所天线与微波技术国防科技重点实验室, 江苏 南京 210013; 2 南京电子技术研究所, 江苏 南京, 210013)

摘 要: 近场测量是天线测量的常用技术和研究热点。本文对新兴的先进近场测量技术-时域近场测量技术和多探头测量技术的原理和特点进行简要阐述, 并将时域近场测量方案和频域近场方案进行简单比较, 在将单探头测量方案和多探头测量方案进行简单对比, 得出各自测量的优缺点及适用范围。

关键词: 时域近场测量技术、多探头测量技术、频域近场测量技术

New technology about near-field measurement of antenna

Deng Bin² Hu Minchun^{1,2} Li Jianxin^{1,2}

(1 National key laboratory of antenna and Microwave Technology, The 14th Research Institute, CETC, Nanjing 210013, China; 2 Nanjing Research Institute of Electronic Technology, Nanjing 210013, China)

Abstract: Near-field measurements are popular and efficient in antenna measurements. This paper begins with a brief overview of the principles and characteristics of Time-domain near-field measurement and multi-probe systems measurement. The compare between Time-domain near-field measurement and frequency-domain near-field measurement are presented, and the compare between single-probes system and multi-probe systems are also been presented, the specialties and application foreground of these technologies are put forward.

Key words: Time-domain near-field measurement、frequency-domain near-field measurement、multi-probe systems measurement

1 引言

天线的设计和测试是天线的两个重要方面, 设计师仅能给出理论分析模型, 不能准确分析和模拟复杂天线结构以及实际环境对天线本身的影响, 还需要通过实验测量来检验和修正理论模型, 两者相辅相成, 互为促进。天线测量经历了一个从远场测量到近场测量的发展过程。远场测量是直接在天线的远场区对天线的电磁场进行测量, 所以测量场地和周围复杂电磁环境对测量精度影响较大, 对超副瓣天线来说, 要求测量距离要远大于 $2D^2/\lambda$, 其中 D 为被测天线的口径尺寸, λ 为工作波长, 而且对测量场地的反射电平、多路径和电磁环境干扰的抑制都提出了很高的要求, 这些要求在远场条件下往往很难满足。随着测量设备和计算手

段的不断进步,天线的电气特性可以在微波暗室内通过近场测量更方便、更精确的测得。

在平面近场测试中,近场与远场是傅立叶变换的关系,可以通过测量天线的近场幅度、相位信息经过数学变换获得远场方向图,在获得远场幅度、相位方向图后,进一步实施反演变换技术重构被测天线的口径场分布(辐射场部分)。近场测量在微波暗室内进行,多路径和电磁环境干扰可以得到很好的抑制,而且能够全天候工作,提高了工作效率。同时,只要有有效的控制和修正测试误差,就可能获得比室外远场更好的测试精度和更完整的辐射信息。

传统近场测量技术主要是指频域近场测量技术,通过研究被测信号的频谱结构进行频谱分析,从而得到天线的各项参数。时域近场测量技术是近年来国内外新兴的电子测量技术,将探头位于扫描面上起始点,待测天线用脉冲馈电,探头输出按时间取样,直到所有扫描点的输出都被取样完毕。相对于时域近场测量技术,多探头的近场测试技术不是近场测试理论的创新,而是测试设备、方法的一次重大变革。本文主要讲述时域近场测量技术理论、测试方案,多探头技术由于只是测试设备的升级,阐述较少。

2 时域近场测试技术

1994年美国的 Rome 实验室的 Thorkild R.Hansen 和 Arthur D.Yanghjian 提出了时域平面近场测试方法,并推导出时域内的格林函数表达式和平面波谱表达式,同时分析了探头误差分析与修正公式。国内在此领域研究比较少,北京理工大学搭建了国内第一个时域近场测试系统,但仍处于起步阶段,与国外差距较大。

在频域近场测量中,信号源发射连续信号,适合用频域平面波谱分析,在时域近场测量技术中,信号源发射的是脉冲信号,用时域平面波谱分析比较合适。时域平面波谱理论可以通过两种方法得到:一种是通过相应的频域平面波谱理论进行傅立叶变换得到;另一种是直接与时域中通过时域格林函数得到。

2.1 计算步骤及公式

时域近远场变换可以通过间接频域和直接时域两种算法。间接频域算法分三步:(1)由相应的时域测试数据利用傅立叶变化计算出扫描面上的频域远场;(2)由扫描面上的频域数据计算出频域远场;(3)由频域远场根据抽样定理确定时域远场。直接时域算法是指由时域近场通过相应得时域计算公式直接计算时域远场,不经过频域变换。

对于间接时域计算方案,直接给出时域远场方向图表达式:

$$F(\theta, \phi, t) = -\frac{\Delta x_0 \Delta y_0}{2\pi N_t C} \cdot \sum_{l_\omega = -N_t/2}^{N_t/2} \sum_{m = -N_x}^{N_x} \sum_{n = -N_y}^{N_y} \sum_{l_t}^{N_t-1} r \times A_{m,n,l_t} e^{i l_\omega \Delta \omega \left(t_0 + l_t \Delta t - \frac{\hat{r} \cdot \vec{r}_{0mn}}{c-t} \right)}$$

其中信号带宽受限,最大为 ω_{\max} ,扫描平面用 $\Delta x_0 = \Delta y_0 = \frac{\lambda_{\min}}{2}$ 的最大抽样空间步来抽样, $\Delta t = \frac{\pi}{\omega_{\max}}$ 为时间抽样间隔, N_t 为在一个扫描点上对脉冲的时间采样点数, c 为光速。

对于直接时域计算方案,有如下远场方向图表达式:

$$F(\theta, \phi, t) = -\frac{\Delta x_0 \Delta y_0}{2\pi c} \sum_{m=N_x}^{N_x} \sum_{n=N_y}^{N_y} \sum_{l_t=0}^{N_t-1} \frac{\sin \left[\pi \left(\frac{t + \hat{r} \cdot r_{0mn} / c - t_0}{\Delta t} - l_t \right) \right]}{\pi \left(\frac{t + \hat{r} \cdot r_{0mn} / c - t_0}{\Delta t} - l_t \right)} \hat{r} \times A_{m,n,l_t}$$

其中 $A_{m,n,l_t} = \hat{z} \times \frac{\partial E}{\partial t}(r_{0mn}, t_0 + l_t \Delta t)$ ，用 $\Delta x_0 = \Delta y_0 = \lambda_{\min}/2$ 的最大抽样空间步来抽样， $r_{0mn} = m\Delta x_0 \hat{x} + n\Delta y_0 \hat{y}$ 是扫描面上的抽样点。

2.2 测试设备

和频域扫描近场测试系统相比，时域近场扫描测试系统主要包括三个部分：（1）脉冲发生器和时域信号接收机；（2）具备弱方向性、极化纯净、对近场扰动小的超宽带接收天线；（3）稳定精密的运动控制卡和和平面扫描采样架。

时域测量的主要优势在于通过一次扫描采样即可得待测天线在宽频带的特性，激励脉冲信号越窄，待测天线时域相应信号所覆盖的频带越宽，测试时间就越短，越能显出时域测试的优点，因此，要选用宽带窄脉冲信号发生器。同时，在稳定周期性的窄脉冲激励下，待测天线的时域相应信号虽然拖尾较长，但它同样为周期性的窄时域信号，无法满足奈奎斯特采样定理，故这类信号必须采用高性能的数字采样示波器对天线相应信号进行循环周期采样，并进行记录和存储。采样过程中采样探头的微小位置误差将会对测量结果产生较大影响，所以一般要求扫描架具备 4 维运动能力。



图 1 直接法系统结构图

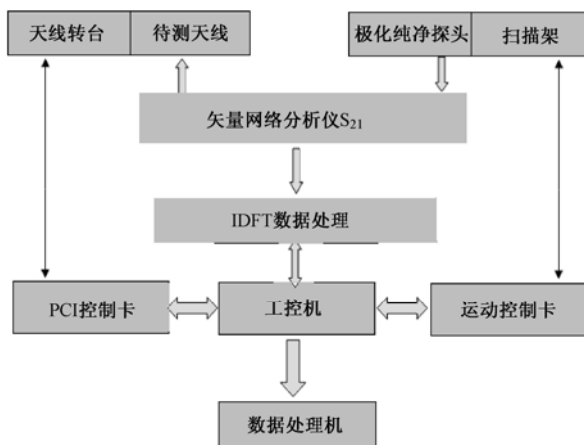


图2 间接法系统结构图

2.3 时域近场测量优缺点

天线时域近场测试技术主要有以下几个优点：（1）天线性能可以通过一次近场扫描测试得到，效率较高，成本低；（2）有得到天线瞬态远场的能力，特别是针对短脉冲激励，可得到包含大部分功率的前期远场图；（3）利用时域的“时间门”技术可消除探头与被测天线之间以及测试环境发射带来的测试误差，对测试环境要求较低，测量精度较高，可测量超低副瓣；（4）时域测量设备成本较低，远低于频综扫频源以及扫频接收机系统。

但从测试实践看，时域的测试设备很难达到测试要求，尤其是高性能的宽带窄脉冲发生器、数字采样示波器和稳定精密的运动控制系统。

3 多探头测试技术

多探头技术最早是1999年由SATIMO公司提出，并将其做成产品，引起了近场测试的又一次变革，国内最早由西安海天天线引入，并在此领域取得一些成果。

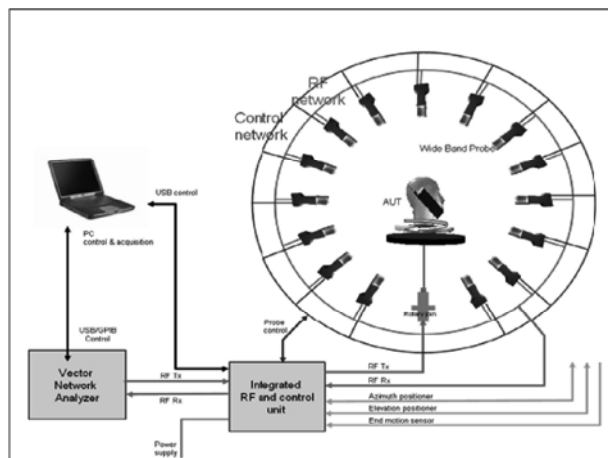


图3 多探头测试系统结构图

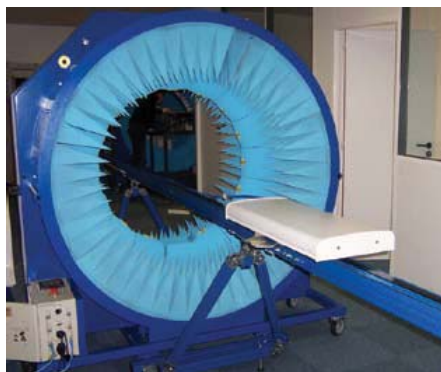


图4 测试3G天线

从根本上说，多探头测试技术是测试理念上的一次重大创新，将传统的机械扫描式单探头测试系统，改为电扫式多探头测试系统，探头通常在空间成一维、两维甚至三维排列，测试速度极快，而且消除了探头定位不准和移动所带来的误差。

多探头测试技术在移动通信中应用广泛，利用此技术可以实时测出被测天线在空间各点的空间立体方向图，测试精度很高，而且测试方便，但是测试成本较高。

4 结论

本文主要介绍了目前新兴的近场测试技术。时域近场测试法理论较为成熟，但在技术上不够完善，在测试结果上与理论值有一定的差距，但事实证明，这种方法是可行的，在测试仪表满足条件的情况下，精度较高。多探头技术应该是以后天线测试技术发展的方向，但成本较高，需要进一步降低其成本。

V形开槽宽带微带天线HFSS仿真

王 伊 杨 林

(西安电子科技大学天线与电磁散射研究所, 西安 710071)

摘 要: 本文通过对原有 U 形开槽天线的分析下, 对宽带特性加以改进, 形成 V 形槽, 通过 HFSS 软件进行仿真, 从而得到带宽相对较宽, 驻波特性较好的宽带天线。

关键词: U 行槽 V 形槽 HFSS

V Shape Slot Broadband Antenna Simulate by HFSS

Wang yi Yang lin

Abstract: By an analysis of the original U shape slot antenna, the feature of broadband is improved with V shape slot obtained. Thus a broadband antenna, relatively wider in bandwidth and better in VSWR, with HFSS.

Key words: U-shape slot; V-shape slot; HFSS

1 引言

印制天线在天线设计中应用很普遍, 因为它们的特点是: 剖面薄, 易于飞机、卫星等各种电子系统的外壳共形; 体积小, 重量轻, 成本低, 易于量产; 平面结构, 与微波毫米波无源电路、有源电路以及集成电路的兼容性好; 具有多频多段多极化工作能力。微带天线的主要缺点是带宽比较窄, 一般来说, 如果没有采取扩频措施, 带宽只有百分之几, 馈线损耗限制了它的孔径尺寸和增益; 在毫米波高端微带线结构会出现表面波模式。现在有许多方法增加微带天线的带宽^[1], 例如采用新的介质材料、新的工艺等, 在功率容量和频率上限有很大的提高。

2 原理

使用 U 形槽和探针^[2]可以使微带贴片天线的带宽超过 30%, 如图 1 所示。

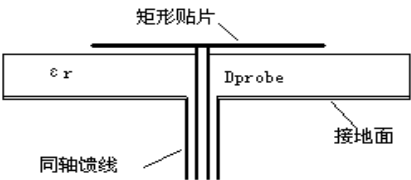


图 1 开槽天线的基本结构

为了进一步减小微波基片上开槽尺寸，引入短路面^[1]，如图 2 所示。附加的短路面把天线的贴片面积降低了 94%，而天线的带宽超过 20%。

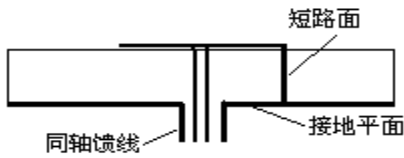


图 2 接有短路面的开槽天线

通过改变槽的形状，来实现一种 V 形开槽天线^[2]，其带宽以达到更好的性能。其原理图如图 3 所示：

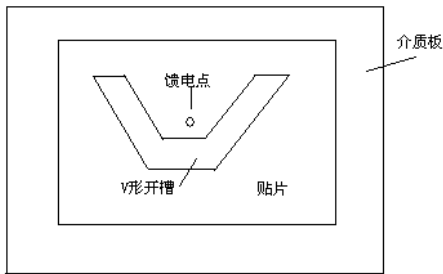


图 3 V 形开槽原理图

3 HFSS建模仿真及结果

计算微带贴片阻抗，进行阻抗匹配，使用 HFSS 软件进行仿真。其仿真模型如图 4 所示：

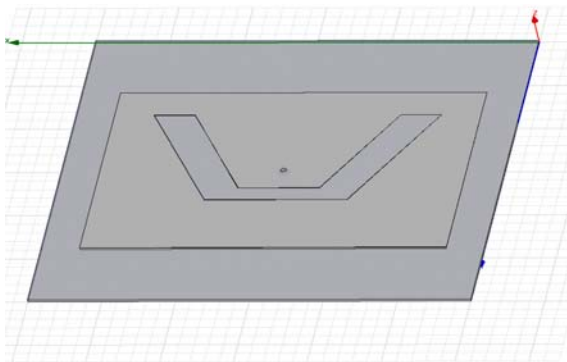


图 4 V 形开槽天线 HFSS 模型

仿真计算结果如下所示：

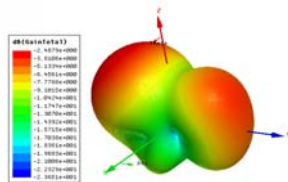


图 5 V 形开槽天线的 3D 仿真图

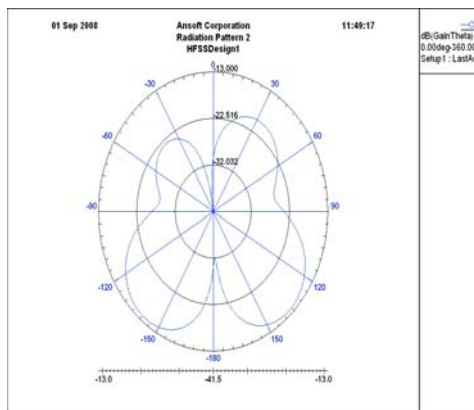


图 6 E 面方向图

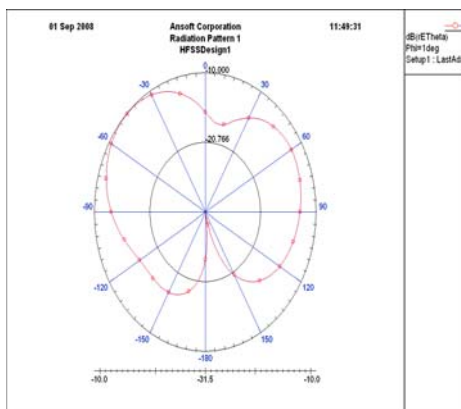


图 7 H 面方向图

4 结论

本文通过 HFSS 仿真软件，在一定的理论基础上，进行仿真、优化，使得开 V 形槽其带宽特性保持较好，在 3.8GHz~4.6GHz 的带宽上电压驻波比 ≤ 2 。

参 考 文 献

- [1] 阮成礼.“超宽带天线理论与技术”.哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2006.
- [2] Ramesh Garg,Prakash Bhartia, Inder Bahl,Apisak Ittipiboon ”Microstrip Antenna Design Handbook” ,Artech House,Inc.,2000.

小型化平面加载单极子天线的设计

温 刚 张 云

(中国电子科技集团公司第十研究所, 四川, 成都 610036)

摘 要: 提出了一种新型的全向电小天线, 在平面单极子的末端采用阻容混合加载的方法, 将大大减小天线尺寸, 扩展阻抗带宽, 所设计的天线在 60—500MHz 频带内 $VSWR < 3$, 阻抗带宽达到 1:8, 天线高度仅有 0.3m, 适用于移动载体多频段通信系统。设计过程中根据经验公式估算出各参数, 然后通过仿真软件建立模型, 最后得到的电性能结果良好。表明了经验公式与电磁场数值仿真技术的一致性。

关键字: 小型化; 平面单极子; 阻容加载; 有限积分法

The design of a miniaturized planar monopole loading antenna

Wen Gang Zhang Yun

The 10th Research Inst. of the CETC, Chengdu, Sichuan, China, 610036

Abstract: this paper present a novel electric small antenna. The plane monopole can get smaller size and wider wideband by Loading the impedance and capacitor on the end. In this paper, a designed antenna has frequency wideband from 60 to 500MHz ($VSWR < 3$) and the size of 0.3m, which is applied for multi-frequency communication system. In the process of design, the parameter is estimated corrodng to the experimental formula firstly, then correct them by numerical simulation. The result indicates that the experimental formula is agreed with the numerical simulation.

Key Words:: minimized, plane monopole, impedance and capacitor loaded, finite integral method1.

0 引言

基于跳频扩频技术的现代通信系统要求天线具有全向辐射和宽带特性, 单极子天线是一个很好的选择, 因为它具有全向辐射特性, 结构也很简单。平面单极子天线阻抗带宽大, 辐射方向图在阻抗带宽内变化不大, 几何形状简单^[3,4], 是一种性能良好的全向天线。但是传统的平面单极子天线高度大约为工作频段波长的 $1/4$, 当频率较低时, 天线过高, 不利于在移动通信载体上使用, 本文提出了一种新型的矩形平面单极子天线, 其正面结构 (如图 1), 背面结构 (如图 2), 并在适当位置加载 (point 2), 这将大幅度降低天线高度, 并且进一步扩展阻抗带宽, 使之在设计要求 60—500MHz 频带内, 满足 $VSWR < 3$, 增益大于 -21dB, 天线高度小于 0.3m 的电性能和结构尺寸要求。用一部天线覆盖了原来几部天线的频段, 大大提高了移动设备的空间使用效率。

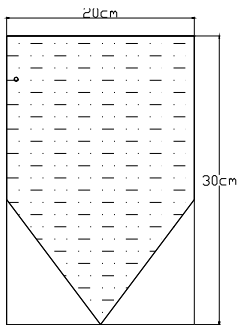


图 1 正面结构

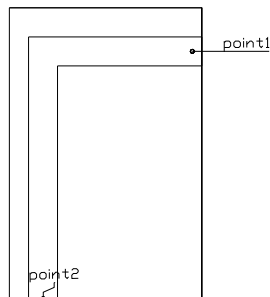


图 2 背面结构

2 理论分析

2.1 经验公式

线天线的加载，可以在离天线端点 $\lambda/4$ 处放置电阻来实现。为改善加载天线的性能可采用分布加载，即应用有耗材料来构成天线，使沿天线全长的单位长度的电阻 Z 按一定规律分布，从而使天线上的电流为外向行波^[1,2]。

加载规律可取为：

$$Z(z) = (Z_0 \phi) 2(l - |z|)^{-1} (4\pi)^{-1} \quad (1)$$

式中， l 表示偶极天线的半长。 Z_0 为自由空间波阻抗。天线沿 z 坐标轴，坐标原点位于天线中心。 ϕ 是一常数。天线电流的矢量位是：

$$A_z(z) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-l}^l I(z') \exp(-jk_0 r) dz' / r \quad (2)$$

$r = [(z - z')^2 + a^2]^{1/2}$ ， a 为天线半径。这种加载规律下，天线电流为：

$$I(z) = \frac{2\pi V_0}{Z_0 \phi (1 + jk_0 l)} (l - |z|) \exp(-jk_0 |z|) \quad (3)$$

这是一个幅度随 z 变化的行波电流， V_0 为线天线中心的激励源电压。

基于以上理论，只要设计合理，分布加载天线可以获得更为优良的电性能。在有限长的偶极天线上，如果每单位长度上的加载阻抗为：

$$Z(z) = 60\phi / \left(\frac{L}{2} - |z|\right) \quad (\Omega/m) \quad (4)$$

时，沿线电流将呈行波分布。其中 ϕ 是一个由天线的几何尺寸决定的参数， L 是天线的长度。此种加载条件下，沿线电流分布为：

$$I(z) = \frac{V}{60\phi(1 - 2j/kL)} \left(1 - \frac{2|z|}{L}\right) e^{-jk|z|} \quad (5)$$

因线上只有单向行波电流。由 (5) 可以得到输入导纳及输入阻抗分别为：

$$\begin{aligned} Y_{in} &= 1/60\phi(1 - 2j/kL) \\ Z_{in} &= 60\phi(1 - 2j/kL) \end{aligned} \quad (6)$$

可以看出这种天线的输入阻抗相当于一个电阻和一个电抗的串联。假设 ϕ 是实数，则输入电阻和输入电抗分别为：

$$\left. \begin{aligned} R_{in} &= 60\phi \\ X_{in} &= -120\phi / kL \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

2.2 应用

根据以上推论，单纯的电阻加载天线优点是工作频带宽。其主要缺点则是由于加载电阻吸收功率，天线效率普遍较低，平均效率低于 50%。这一缺点采用阻容混合加载的方法可以解决。在加载电阻旁并联一个电感，用以在较低工作频率时电流分流，此时天线相当于一谐振天线。

在此设想出一种平面单极子天线，其正反面结构如图 1、2 所示，两面中间为 $\epsilon_r = 4.4$ 的介质层。两面间通过 point 1 焊接（如图 2）。通过 point 1 将正反面连接，相当与增加了天线的电长度；在靠近天线的末端 point 2 利用阻容混合加载的方法，在地板与金属条之间加载一个电阻和电感并联的网络，根据公式 (4)、(6) 估算出 $R = 120\Omega$
 $L = 0.3\mu H$ 可以使天线有较宽的阻抗带宽。

3 计算结果

通过仿真软件对设想的天线模型进行建模，得出了以下的结果图：

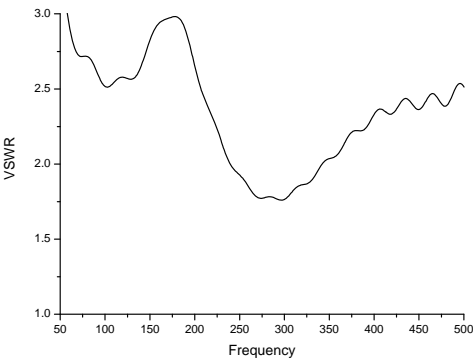


图 3 平面单极子天线的驻波

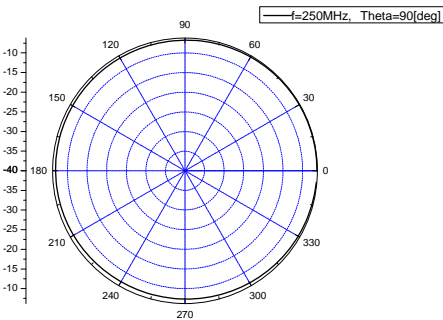


图 4 水平面方向图

表 1 仿真的不同频率对应的增益值

频率 (MHz)	60	100	150	200	250	300
增益 (dBi)	-21	-11	-2	0	2	2.5

350	400	450	500
3.5	4	4.5	5

3 结论

通过对以上计算结果的观察，发现通过经验公式推导出在 point 2 这个位置上加载 $R=120\Omega$ 的网络能够使天线上的电流很好地呈现出行波分布的状态，从而扩展阻抗带宽。随 $L=0.3\mu H$ 后通过仿真软件验证了这一推导。仿真计算的结果表明，此天线由于电尺寸小，且加载了有耗元件电阻，所以在频率较低时增益不高。但是考虑低频电磁场空间传输损耗小，此天线在工作频段内也能满足工程的需要；同时天线的尺寸小于 30cm，很好地解决了移动载体宽频带天线尺寸过大的问题。

参 考 文 献

[1] 林昌禄，等. 天线工程手册[M]. 北京：电子工业出版社，2002

[2] 王元坤，李玉权. 线天线的宽频带技术[M]. 西安：西安电子科技大学出版社，1995

[3] 李绪平,史小卫,郑会利，小型化平面单极子天线研究[J]，火控雷达技术，2005

[4] 阮成礼，王春，小型化准分形加载单极子天线[J]，电波科学学报，2006

星载双频信标接收机

杜起飞 孙越强 刘正廷 陶 鹏 白伟华

(中国科学院空间科学与应用研究中心, 北京 100190)

摘 要: 本文介绍的是一种星载双频信标接收机, 可利用两颗卫星之间的通信进行掩星方法的电离层观测。接收机工作频率为 400MHz 和 800MHz, 接收机测量量为双频信号经过电离层后产生的相位差值, 接收机灵敏度为-145dBm, 动态范围 40dB, 载波相位(差值)测量精度 4.0 度。

关键词: 信标接收机、载波相位、电离层

1 前言

电离层电子浓度总含量(TEC)又称电离层电子浓度柱含量、积分含量等, 是一个非常重要的电离层参量, 对电离层物理的理论研究及电离层电波传播的应用研究均具有十分重要的意义。理论上, TEC 的空间分布及时间变化, 反映了电离层的主要特性, 因此通过探测与分析电离层 TEC 参量, 可以研究电离层不同时空尺度的分布与变化特性, 如电离层扰动, 电离层的周日、逐日变化, 电离层年度变化, 以及电离层的长期变化等。应用中, 电离层的 TEC 与穿透电离层传播的无线电波时间延迟与相位延迟密切相关, 因此可用于在卫星定位、导航等空间应用工程中的电波传播修正。

本文介绍的星载双频信标接收机主要功能是接收星载信标发射机发射的双频无线电信标信号(400MHz, 800MHz), 当信标信号通过电离层到达接收机, 便可提取出由电离层影响附加的相位延迟, 再通过反演理论处理得到电离层的总电子密度等电离层物理参数。

观测原理如图 1 所示, 一号卫星(S1)上安装双频信标发射机, 二号卫星(S2)上安装双频信标接收机。由于电离层对信号的延迟与信号频率成反比, 当 S1 发射出来的双频信号通过电离层到达 S2 上的信标接收机, 接收机通过鉴相可以测量出电离层对两个频率信号的相位延迟量, 进而利用电离层电子浓度总含量(TEC)与相位延迟关系公式得到电离层 TEC 参量。

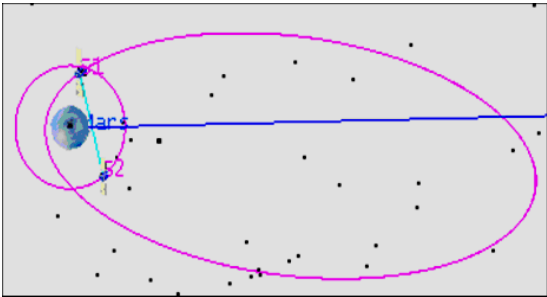


图 1 电离层掩星观测原理示意图

2 仪器原理

星载仪器受功耗限制, 发射机发射功率较低, 因此要求接收机灵敏度较高。本文介绍的接收机设计灵敏度为-145dBm, 动态范围大于 40dB。载波相位的理论测量精度为 7.2 度。

接收机电子学原理框图如图 2 所示。

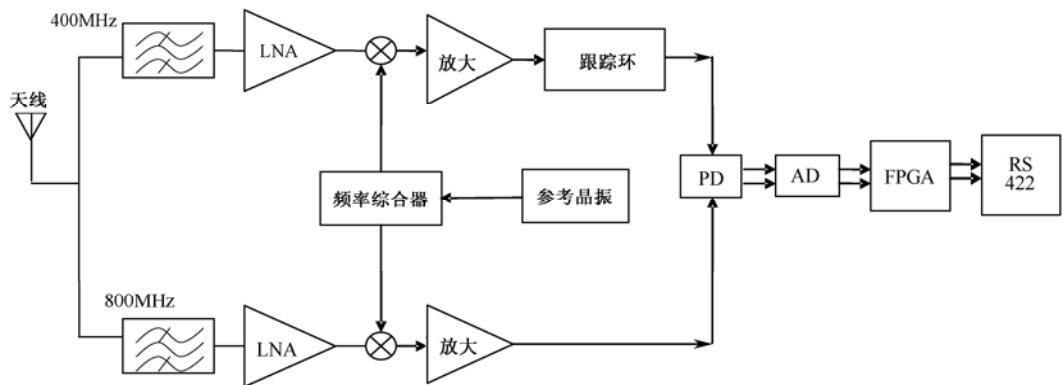


图 2 电子学原理框图

接收机天线工作频率为 400MHz 和 800MHz, 极化方式为右旋圆极化。星载仪器设备重量有限, 因此要采取小型化轻型化的设计思路。综合考虑多种天线方案, 并结合高可靠性要求, 最终确定选用微带天线形式。微带天线是一种使用微带贴片作为辐射元的天线, 它具有剖面低、体积小、重量轻、易于加工、便于获得圆极化的优点, 并且非常有利于集成, 在天线应用中占有非常重要的地位, 在本系统中具有良好的适装性。为减小体积、减轻重量, 在同一块介质基片上用两块贴片来覆盖两个频率。

天线接收到的双频信号经射频端口进入接收机, 分别经过低噪声前置放大器, 然后进行下变频、中频放大和载波跟踪提取。两个频率的信号最终在同一中频, 并且在较窄的环路带宽下进行鉴相, 得出由电离层引起的两个频率信号的相位差。数据处理电路对获得的相位差数据进行采集、处理和传输。

-145dBm 信号已经淹没在工作带宽内的噪声中, 因此首先要在噪声中将载波信号提取出来。载波跟踪环输入信号的信噪比为负值, 导致载波跟踪环的设计具有一定的难度。根据经验, 当 PLL 的环路输出信噪比低于 6dB 时, 环路是很难捕获的。因此载波跟踪环路低通滤波器的带宽要求比较窄。

3 测试与结论

3.1 测试

利用地面测试设备对接收机进行性能测试, 地面测试设备提供 400MHz/800MHz 两个频率的信号输出, 信号频率稳定度为 $1 \times 10^{-11}/\text{S}$, 地面测试设备具有模拟多普勒和相位延迟功能, 相位变化精度优于 1 度。利用 Matlab 软件对测试数据进行处理, 信号功率为-145dBm 时静态

相位测量精度为 7.7 度。结果如图 3 所示。

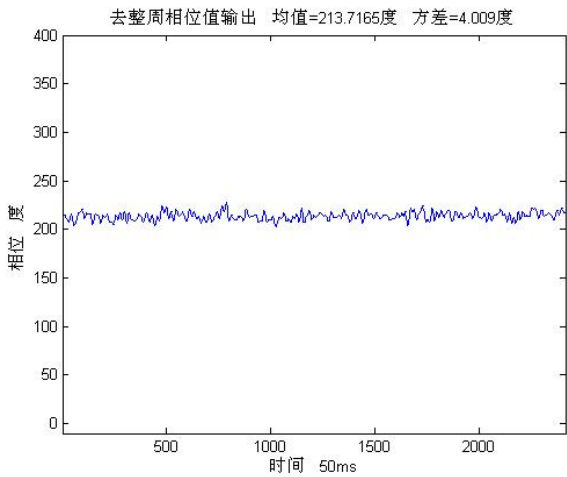


图 3 静态测量精度

根据现有电离层参量模型、卫星轨道等参数，计算出 400MHz/800MHz 双频信标信号的相位延迟，将该相位延迟量通过测试设备输出，即可模拟火星电离层引起的相位变化。在此条件下，可以测量接收机在轨状态下的灵敏度和载波相位测量精度。图 4 为动态测试数据处理结果，-145dBm 时动态载波相位测量精度为 9.9 度（2.7%周）。

载波相位测量精度随着信号强度提高既信噪比的提高而提高，当信号强度提高至-135dBm 时，测量精度可以优于 3.0 度。

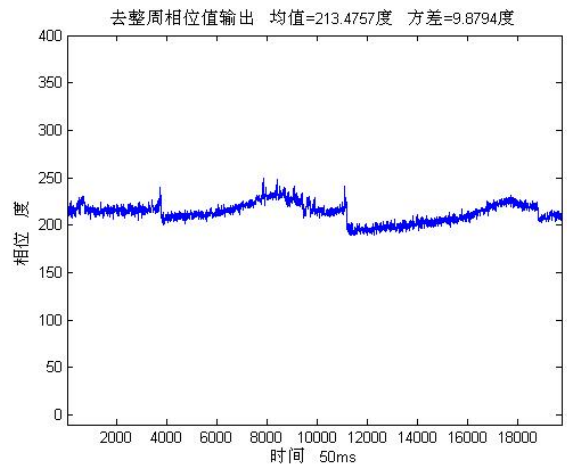


图 4 动态测量精度

3.2 结论

本文介绍的星载双频信标接收机，灵敏度达到-145dBm，动态范围大于 40dB。载波相位（差值）的静态测量精度为 7.7 度，动态测量精度 9.9 度。该仪器可用于对电离层掩星探测。

一种新型三阻带单极子天线

栗 曦 杨 林

摘 要: 本文设计了一种新型的三阻带的超宽带单极子天线。三阻带的特性是通过分别在椭圆形的辐射贴片上开矩形开口谐振环和在地板上开 U 型槽实现的。由此设计出这种天线(工作频率从 2.7GHz 到 12GHz), 并进行了驻波和方向图的测试。验证了通过开两种槽实现中心频率在 3.75, 5.75 和 8GHz 的三个阻带的可行性。

关键字: 超宽带天线; 印刷椭圆单极子天线; 三阻带; 开口谐振环

A NOVEL TRI-BAND-NOTCHED MONOPOLE ANTENNA

Xi Li Lin Yang

Abstract: A novel tri-band-notched monopole antenna for UWB application has been presented in this paper. The tri-band-notched characteristics are obtained by etching a complementary split-ring resonator (CSRR) inside the radiate patch of printed elliptical monopole antenna (PEMA) and inserting a U-Shaped slot in the ground plane respectively. As a practical example, the proposed antenna (working from 2.7 to 12 GHz) is demonstrated and its VSWR and radiation patterns are measured. It is also proved that the tri-band rejection characteristics at 3.47, 5.75, and 8 GHz can be obtained by etching two types of slots.

Key Words: UWB antennas; printed elliptical monopole antenna (PEMA); tri-band rejection; CSRR

最近几年, 由于超宽带天线结构简单, 尺寸小, 低成本等而受到广泛关注。2002 年, 联邦通信委员会(FCC)规定超宽带是从 3.1 到 10.6GHz^[1]。但是, 无线局域网^[2-3]和一些 8GHz 的卫星频段会对设计的工作在 2.7 到 12GHz 的单极子天线产生干扰。所以学要设计出一种阻带特性的超宽带天线来消除这些干扰。

在本文中, 介绍了分别在椭圆形的辐射贴片^[4-5]上开矩形谐振环^[6-7]和在地板上开 U 型槽的方法获得阻带特性。这种新型的天线通过调节矩形谐振环和 U 型槽的尺寸能够获得需要的阻带频段。尽管已经报道了一些三阻带的单极子天线, 但是本文设计的天线尺寸小, 结构更加简单。

1 天线设计

图 1 给出了本文设计的单极子天线的构造, 它由开矩形谐振环的椭圆贴片和开 U 型槽的地板构成, 介质的介电常数为 2.65, 厚度为 1mm。天线尺寸仅为 $35 \times 27 \text{mm}^2$ 。椭圆贴片的主轴为 9.5mm, 椭圆率为 0.9。

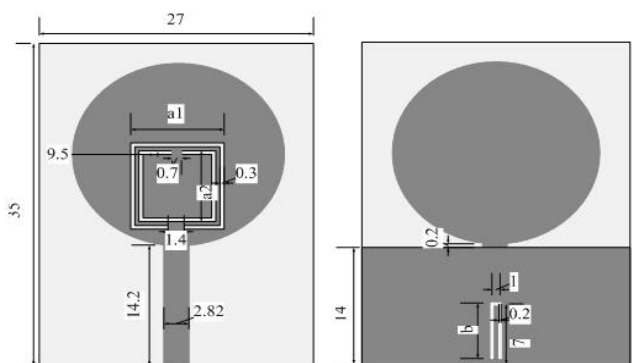


图 1 天线结构

2 试验结果分析

本文设计的天线用 HFSS 仿真，它的驻波由 WILTRON37269A 网络分析仪测量，图 2 是本文设计的天线实物照片。

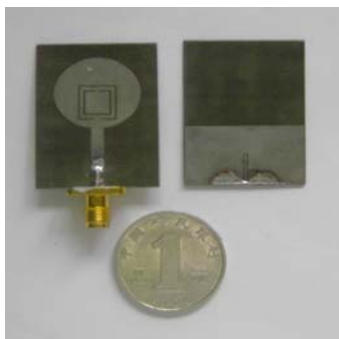


图 2 实物照片

图 3 对比了驻波的仿真曲线和实验曲线，证明了本文方法的有效性。从图 3 可以看出，天线的带宽为 2.7-12GHz ($VSWR \leq 2$)，3.4-3.6GHz，5.5-6.05GHz 和 7.8-8.3GHz 被滤掉。

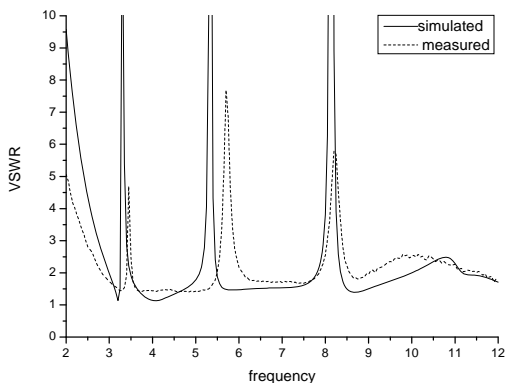


图 3 仿真与测试的驻波比曲线

图 4 给出了天线在 3, 6 和 9GHz 的实测方向图。从图中可以看出，在较低频率上，天线在 H 面近似全向，在 E 面近似 8 字形。但在高频，由于高次模的出现，方向图出现扭曲。

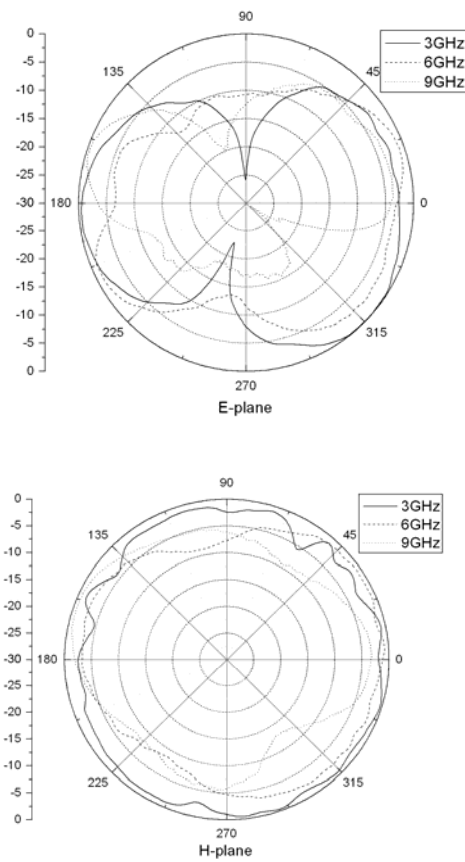


图 4 实测方向图

图 5 给出了仿真增益曲线，从图中可以看出，在阻带频段上有明显的增益下降。

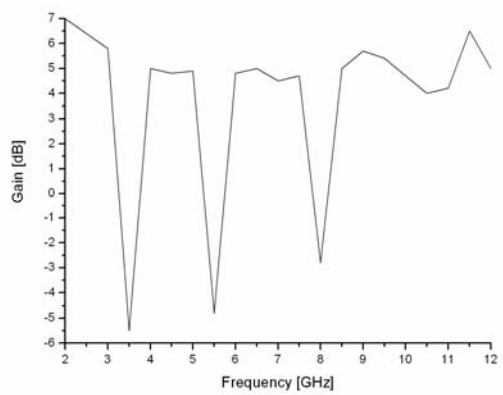


图 5 增益曲线

3 结论

本文设计了一副结构紧凑,简单的单极子天线,运用开矩形谐振开口环和 U 型槽的方法获得了所需要的三个阻带。因此,本文设计的天线非常适用于超宽带系统。

参 考 文 献

- [1] FCC. FCC first report and order on the ultra-wideband technology, 2002.
- [2] H.G. Schantz and G.P. Wolynec, Ultra wideband antenna having frequency selectivity, U. S. Patent No. 6774859B2, Aug. 10, 2004.
- [3] Saou-Wen Su, Kin-Lu Wong, and Chia-Lun Tang, Band-notched ultra-wideband planar monopole antenna, Microwave Opt Technol Lett 44 (2005), 217-219.
- [4] H.G. Schantz, Bottom fed planar elliptical UWB antenna, in Proc. IEEE UWBST Conf 3 (2003), 219-223.
- [5] J.P. Zhang, Y.S. Xu, and W.D. Wang, Ultra wideband microstrip fed planar elliptical dipole antenna, Electron Lett 42 (2006), 144-145.
- [6] F. Falcone, T. Lopetegi, and J.D Baena, Effective negative-stopband microstrip lines based complementary split ring resonators, IEEE Microwave Wireless Compon Lett 14 (2004), 280-282.
- [7] J. Liu, S. Gong, Y. Xu, X. Zhang, C. Feng and N. Qi, Compact printed ultra-wideband monopole antenna with dual band-notched characteristics, Electron Lett 44 (2008), 710-711.
- [8] Junho Yeo, Wideband circular slot antenna with tri-band rejection characteristics at 2.45/5.45/8 GHz, Microwave Opt Technol Lett 50 (2008), 1910-1914.

一种新颖的Ka波段紧缩场馈源的设计方法

杨彦炯 杨 林

摘 要: 本文应用 Ansoft HFSS 仿真软件, 对 Ka 波段紧缩场馈源进行设计, 比较角锥喇叭、波纹喇叭方向图特性, 结合角锥喇叭在反射面边缘照射电平下降快与波纹喇叭波瓣宽度宽的特点, 通过给角锥喇叭加扼流套, 提出一种改进的角锥喇叭设计方法。

关键词: 紧缩场 角锥喇叭 波纹喇叭 扼流套

A Novel Design of Ka-band CATR Feed

Yang Yanjiong & Yang Lin

Abstract: In the paper a design of Ka wave-band compact antenna test range (CATR) feed is made with Ansoft HFSS, comparing the pattern features of pyramid horn and corrugated horn. By adding choke to pyramid horn an improved design way of pyramid horn is presented, which integrates the features of quick descent of the level of pyramid horn at the edge of the reflection plane and greater beam-width of corrugated horn.

Key words: CATR; pyramid horn; corrugated horn; choke

1 引言

紧缩场^{[1][2][3]}是天线测量的重要手段, 它可以在近距离上提供一个性能优良的平面波测试区, 平面波幅相分布满足一定指标要求的区域称为静区。馈源是整个紧缩场系统的重要组成部分, 其设计的优劣直接影响紧缩场静区的电性能。

2 馈源设计原理

Ka 波段紧缩场立体模型如图 1 所示, 工作频带为 500MHz。馈源照射反射面的半张角为 $\theta=37.5^\circ$, 如图 2 所示。理想馈源照射电平应该在反射面主体部分均匀分布, 在边缘区域及反射面之外迅速下降为零。按 Ka 波段紧缩场静区技术指标要求进行馈源仿真设计, 使馈源在工作频带内方向图轴对称性好, 且能合理地展宽波瓣宽度, 并使反射面边缘的馈源照射电平快速下降。



图 1 紧缩场立体模型图

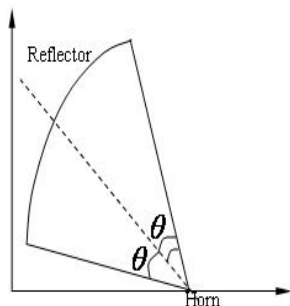


图 2 馈源与反射面照射关系图

3 馈源建模仿真

利用 Ansoft HFSS 软件建模，并仿真计算以下各形式馈源。

3.1 角锥喇叭仿真^[4]

通过调整角锥喇叭张开口面尺寸及喇叭颈长，使得在满足驻波要求的情况下方向图对称。角锥喇叭仿真模型见图 3。仿真计算得到的角锥喇叭方向图见图 4。

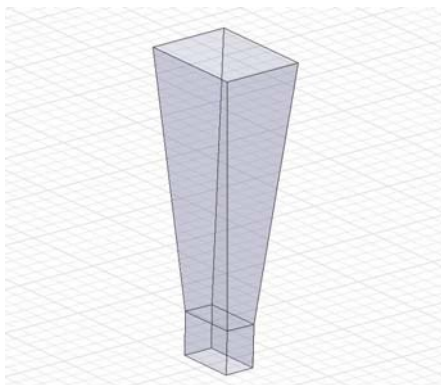


图 3 角锥喇叭仿真模型

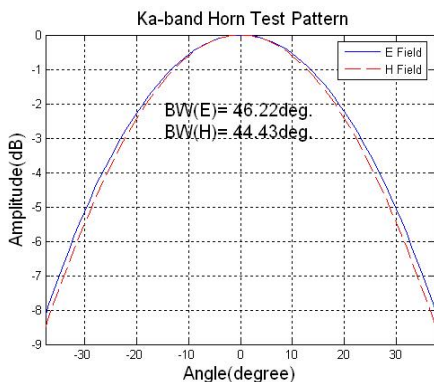


图 4 角锥喇叭中频方向图

3.2 波纹喇叭仿真

波纹喇叭^[5]的主要特点之一是辐射方向图的轴对称性好。Ka 波段紧缩场馈源若采用轴向双槽波纹喇叭，通过对中心圆波导直径、槽深、槽宽以及脊宽等参数的特别优化设计，并调节矩圆过渡段尺寸，使得在满足驻波要求的情况下方向图对称。波纹喇叭仿真模型见图 5。仿真计算得到的角锥喇叭方向图见图 6。

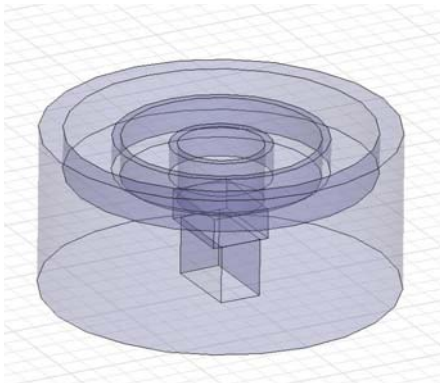


图 5 波纹喇叭仿真模型

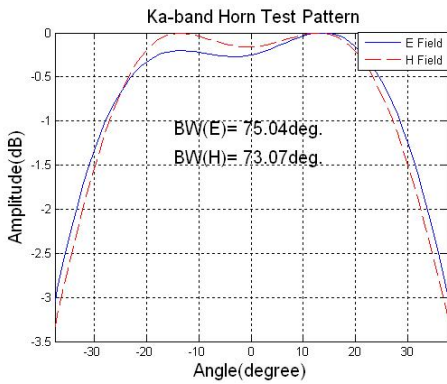


图 6 波纹喇叭馈源中频方向图

从 3.1 和 3.2 的仿真结果可以看出，角锥喇叭 3dB 波瓣宽度在照射角范围内约为 45°，且方向图对称性较好。波纹喇叭 3dB 波瓣宽度在照射角范围内约为 74°，且方向图对称性很好。比较二者可知，角锥喇叭波瓣宽度较窄，照射到反射面上会使得紧缩场静区内幅度起伏大，静区特性变坏，但反射面边缘的馈源照射电平下降快（约 8dB），由反射面边缘引起的边缘绕射对静区影响小；波纹喇叭波瓣宽度宽，紧缩场静区内幅度起伏小，但边缘电平下降慢（约 3.5dB），边缘绕射对静区影响大。

3.3 加扼流套的角锥喇叭仿真

为了结合角锥喇叭在反射面边缘照射电平下降快与波纹喇叭波瓣宽的特点，在 3.1 中在角锥喇叭的仿真模型尺寸不变的基础上加扼流套进行仿真设计。通过调节扼流套槽深、槽宽与扼流套内圈半径，使此喇叭能展宽波瓣宽度，并使反射面边缘的馈源照射电平下降快。加扼

流套的角锥喇叭仿真模型见图 7。仿真计算得到的角锥喇叭方向图见图 8。

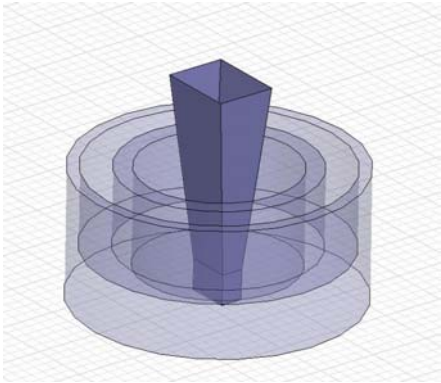


图 7 加扼流套角锥喇叭仿真模型

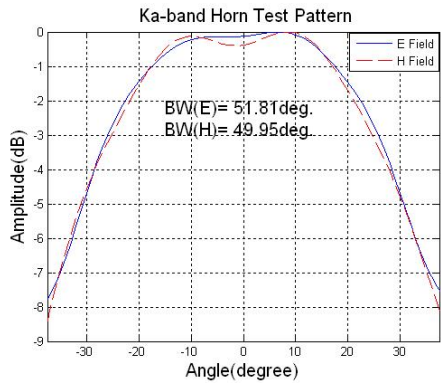


图 8 加扼流套角锥喇叭中频方向图

4 实物及测试结果

图 9 为实物加工图，图 10 为 3.1，3.2，3.3 仿真加工实物实测驻波曲线，三种喇叭的实测驻波值均小于 1.2。



(a) 带扼流套角锥喇叭



(b) 波纹喇叭

图 9

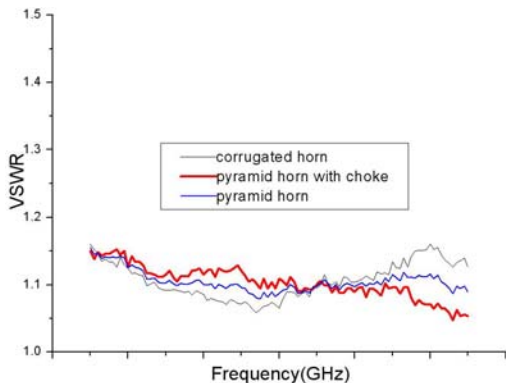


图 10 仿真设计加工实物实测驻波曲线

5 结论

从 3.3 仿真结果可知,通过加扼流套将角锥喇叭波瓣宽度展宽到 50° ,比 3.1 仿真结果增加了 5° ,边缘电平下降 7.8dB,可见这种设计方法综合了角锥喇叭边缘照射电平下降快与波纹喇叭波瓣宽度宽的特点,达到了紧缩场馈源设计的目的。

参 考 文 献

- [1] 何国瑜 卢才成 洪家才等.“电磁散射的计算与测量”.北京:北京航空航天大学出版社,2006.
- [2] 全绍辉 何国瑜 徐永斌等等.一个高性能单反射面紧缩场.北京航空航天大学学报.2003, Vol.29 No.9,pp767-769.
- [3] Olver A D. Compact antenna test ranges[A].Proceeding of the Seventh International Conference on Antennas and Propagation[C],1999,pp99-108.
- [4] John D. Kraus Ronald J. Marhefka.“天线”.北京:电子工业出版社,2005.
- [5] 阮成礼.“超宽带天线理论与技术”.哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2006.

超宽带穿墙雷达及其精确定时技术的实现

张 冰 李保雪 周建明

(北京理工大学 信息科学技术学院, 北京 100081)

摘 要: 超宽带穿墙雷达由于其在军事和民用上的潜在应用而日益受到人们的关注。本文简要地分析了超宽带穿墙雷达工作原理, 阐述了超宽带穿墙雷达系统组成和工作过程, 对超宽带穿墙雷达系统实现的关键技术之一——精确定时技术进行了详细的论述, 并给出了其工程实现方案和测试结果。

关键词: 超宽带穿墙雷达, 窄脉冲, 精确定时

UWB through-walls radar and precision timing technology

Zhang Bing Li Baoxue Zhou Jianming

(School of Information Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: Ultra wideband technology shows promise for precision ranging due to its fine time resolution to resolve multipath fading and the presence of lower frequencies in the band to penetrate walls. First of all, the paper briefly analyzes the working principle of through walls radar, then, simply describes the main components of the system, finally, presents precision timing technique which is one of the key technologies to carry out through walls radar in detail.

Key words: Ultra wideband (UWB) through-walls radar; monocycle short pulse; precision timing

1 引言

超宽带信号是指绝对带宽大于 500MHz 或相对带宽(相对于中心频率的相对带宽)大于 20%的信号^{[1][2]}。超宽带技术采用持续时间极短的窄脉冲信号作为信息的载体, 其瞬时频带非常宽。因而超宽带技术具有分辨率高、抗干扰能力好及穿透能力强等优点, 这些特点决定了其在通信、传感器、雷达、定位等领域有着广阔的应用前景。

超宽带穿墙雷达是一种新型的、基于超宽带技术的脉冲雷达, 它可以应用于反恐战斗、远程医疗服务、非接触式探测心跳和呼吸以及灾害搜救等领域^[3]。超宽带穿墙雷达的探测对象主要是非透明介质隔离状态下的运动目标。通过发射一个超宽带脉冲信号来对墙壁后面要探测的区域进行扫描, 同时接收该区域的回波信号。该回波中将包含运动目标的信息, 可以基于此信息实现运动目标的检测、定位和跟踪。

2 超宽带穿墙雷达的工作原理及其系统组成

电磁波在非空气介质中传播时，将会有一定程度的衰减，衰减的大小与电磁波的频率和介质的阻抗有关。通常墙壁的阻抗是常值，决定电磁波穿透性能的是信号的频率和信号形式^[4]。由电磁场理论可知，波长越长的电磁波，其穿透性能越好；而频率越高的电磁波，其空间分辨率越高。所以对于电磁波的特性而言，其穿透性和空间分辨能力是相互对立的^[5]。对于常规探测系统而言，选择了穿透性就意味着放弃了空间分辨率；选择了高的分辨率就意味着损失了穿透能力。而超宽带信号的频谱覆盖范围极宽，即包含了穿透能力强的低频分量又包含了分辨率较高的高频分量，所以它能够以较高的分辨率实现对隐藏在障碍物后面的目标进行探测。

超宽带穿墙雷达系统主要由精确定时模块、窄脉冲信号产生器、超宽带天线、回波信号滤波放大模块、高速取样头、数据采集模块、信号处理模块及成像显示模块几大部分组成，图 1 所示为超宽带穿墙雷达系统原理框图。

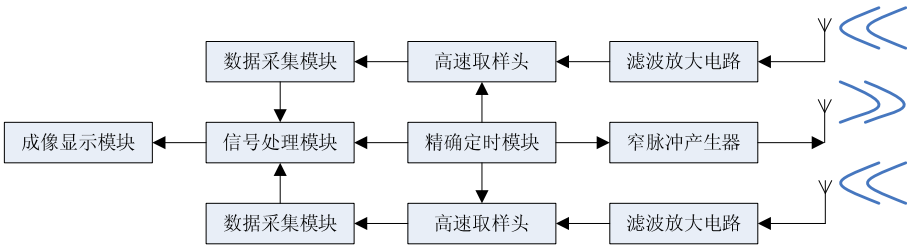


图 1 超宽带穿墙雷达的系统组成框图

超宽带穿墙雷达的工作过程如下：在发射段，系统时钟产生的周期性的脉冲信号，脉冲信号在精确定时的控制下实现伪随机跳时脉冲位置调制（TH-PPM）后，用于触发窄脉冲发生器产生窄脉冲信号，窄脉冲信号经过放大后直接耦合到发射天线进行发送；在接收端，窄脉冲回波信号经过滤波放大后，被送至高速取样保持电路，取样保持电路在精确定时的控制下实现对回波信号的等效采样，信号处理系统根据特定的算法将窄脉冲信号的幅度、时延等信息转化成为目标的位置、大小、形状等信息，并在设备的输出终端对目标进行成像显示，从而实现对墙后目标的精确定位。

3 精确定时技术

精确定时技术是超宽带穿墙雷达的关键技术之一。由图（1）可以看出精确定时模块相当于整个系统的中枢，它既控制着各功能电路的内部时序，用于实现相应的功能，又控制着各功能电路之间的时序，用于实现整个系统的同步工作。

在发射端，超宽带穿墙雷达系统要依靠精确定时来实现发射窄脉冲信号的伪随机跳时位置调制（TH-PPM）调制。经过 TH-PPM 调制的窄脉冲信号可以表示为：

$$s_{tr}(t) = \sum_j w_{tr} \left(t - jT_f - c_j T_h \right) \quad (1)$$

其中 $w_r()$ 表示产生的窄脉冲波形信号; T_f 表示窄脉冲信号的重复周期; T_h 表示 TH-PPM 调制中的时间分辨率; j 表示发射窄脉冲的序列; c_j 表示对应 j 次发射窄脉冲信号的伪随机跳时码, $c_j T_h$ 则是 j 次发射窄脉冲信号的跳时时间。经过伪随机 TH-PPM 调制的窄脉冲信号, 其频谱衰减快、无旁瓣、功率谱平滑^[4], 一方面有利于避免超宽带雷达产生的超宽带信号对其他通信设备产生干扰, 另一方面有利于超宽带雷达自身的隐蔽性。这就要求伪随机跳时时间 $c_j T_h$ 的有较高的准确性, 因为超宽带穿墙雷达发射、接收的窄脉冲信号持续时间仅为 ns 级, 倘若对于相同的伪随机码, 接收时的跳时时间和发射时的跳时时间相差较大, 接收端就不能够检测到窄脉冲回波信号, 或在信号处理时得到的相关值很小而难于判定目标是否存在。

由于窄脉冲信号的频谱极宽, 一般是由直流到几个 GHz, 若要在超宽带雷达系统的接收端实现数字接收, 只能借助于等效时间采样技术。步进脉冲信号的产生是实现等效时间采样的关键, 而要对 ns 级持续时间的窄脉冲信号进行等效时间采样, 步进脉冲的精度要达到 10ps 量级甚至是 ps 量级, 这样才能保证经过数字信号处理后恢复的信息真实地反映出接收到的窄脉冲回波信号的信息, 进而得到探测目标的信息。高精度步进脉冲的产生要依靠精确定时来实现。

超宽带雷达系统的各功能电路都存在一定的响应时间, 例如从窄脉冲触发信号的产生到窄脉冲生成器生成窄脉冲信号存在窄脉冲生成的响应时间; 从等效采样触发信号的产生到采样门采样存在采样的响应时间。超宽带雷达系统是基于时域信号处理的系统, 这就要求系统的各功能模块按照严格的时序协调工作, 精确定时的另一个重要作用就是通过准确的延时来补偿系统内各功能模块的响应时间, 使其能够按照特定的时序工作。

4 精确定时技术的工程实现

4.1 精确定时的实现

精确定时技术的核心就是利用延时电路产生精度高、时间可控的延时。由以上的分析可知, 实现伪随机 TH-PPM 调制需要产生伪随机变化的时间延时; 实现等效时间采样需要产生步进式的时间延时; 而用于实现系统同步的延时补偿电路需要固定的时间延时。目前, 用于产生精度较高的时间延时的方法主要是可编程延时法。

可编程延时脉冲的产生如图 2 所示, 其工作原理如下: 在 N bit 外加延时控制数据的作用下, DAC 产生一个用于控制比较器的门限电平, 当斜波信号的电平达到门限电平时, 便生成对应于该控制数据的延时脉冲。

当斜波信号的周期为 T , DAC 的有效位数为 N 时, 可编程延时法产生的延时脉冲的最大延时时间为 T , 其延时精度为:

$$\Delta T = T / (2^N - 1) \quad (2)$$

由表达式 (2) 可以看出, 当 DAC 的有效位数 N 一定时, 可编程延时法的最大延时时间和延时精度是成正比关系的, T 越大 ΔT 越大即最大延时时间越长延时精度低, T 越小 ΔT 越小即最大延时时间越短延时精度高。所以其最大延时时间和延时精度是相互对立的。

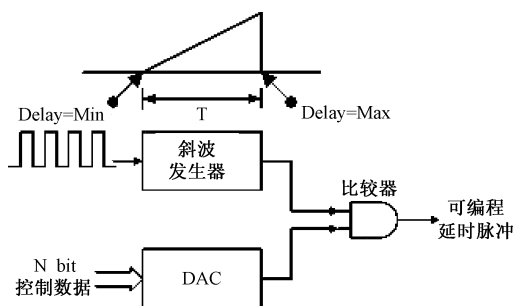


图2 可编程延时脉冲的产生图

4.2 高精度、大范围延时时间的实现

作用距离是雷达的一项重要指标。在超宽带穿墙雷达系统中，作用距离和生成窄脉冲幅度、窄脉冲信号重复频率、天线增益、接收机灵敏度等参数有着重要关系。

超宽带雷达工作时，发射端通过天线向外辐射窄脉冲信号，接收端通过等效时间采样对窄脉冲回波信号进行采样并进行信号处理。其中，触发等效时间采样的步进延时脉冲只能遍历延时电路允许的最大时间延时 T_{\max} ，即等效采样只能对最大延时时间延时内的回波信号进行采样。由：

$$R_{\max} = c \cdot T_{\max} / 2 \quad (3)$$

可知，超宽带雷达系统在其他参数都满足的情况下，其最大作用距离受用于触发等效时间采样的延时电路的最大时间延时的限制。

在其他条件允许的情况下，增大延时电路的最大时间延时能够提高超宽带雷达系统的最大作用距离。但是，前面的分析已经指出，延时精度和最大时间延时是对立的，在追求高精度的同时必须牺牲最大时间延时；相反，在追求最大时间延时的同时必须牺牲延时精度。而超宽带雷达系统对二者的要求都比较高，所以，必须采取其他措施实现精确定时电路的高精度和大范围时间延时。

所谓级联延时法，就是将待延时的信号依次经过延时精度不同的延时电路。利用延时精度高（ ΔT_1 ）、最大延时时短（ $T_{1\max}$ ）的延时电路实现精确延时；利用延时精度低（ ΔT_2 ）、最大延时长（ $T_{2\max}$ ）的延时电路实现粗延时。这样，通过有效的控制两个延时电路的可编程控制数据就可以以较高的延时精度（ ΔT_1 ）遍历较长的延时时间（ $T_{2\max}$ ），其高精度、大范围时间延时的产生示意图如图3所示。级联延时法要求构成级联的两个延时电路都具有较高的稳定性。

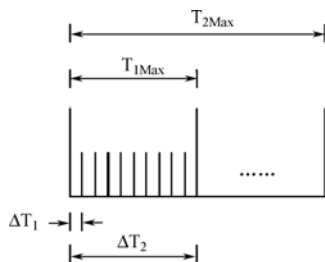


图3 级联法高精度大范围时间延时示意图

4.3 精确定时技术的测试结果

图 4 为伪随机 TH-PPM 调制测试结果，其中延时电路的延时精度为 0.25ns，延时控制数据为 8bit。(A) 为延时电路的最小延时时间（固有延时时间：18.416ns）；(B) 为延时电路的最大延时时间（85.279ns）；(C) 为 10000 次延时时间的统计值。由 (C) 可以看出延时脉冲信号在最小延时和最大延时之间以 0.25ns 的步进随机地变化。

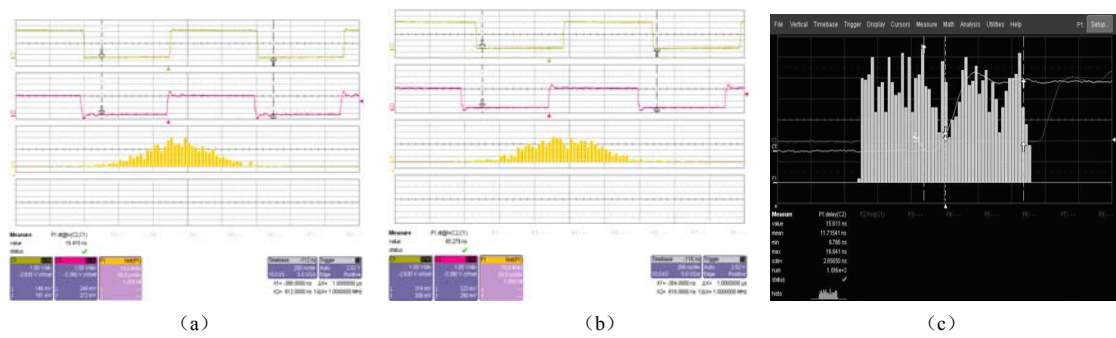


图 4 伪随机 TH-PPM 调制测试结果

5 结论

本文简要地分析了超宽带穿墙雷的工作原理、系统组成和工作过程。着重地讨论了超宽带穿墙雷达系统中的精确定时技术及其工程实现方案，并给出了部分测试结果。经过超宽带穿墙雷达原理样机的制作与调试，证明精确定时电路能够较好地实现预期的功能。

参 考 文 献

[1] A.F. Molisch, “Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurement, and Modeling,” IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 54, No. 5, Sept. 2005.

[2] D. Cassioli, M.Z. Win, and A.F. Molisch, “The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel: From Statistical Model to Simulations,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, no. 6, Aug. 2002.

[3] McEwan E, Calif L. Ultra-Wideband Radar Motion Sensor[P]. United States Patent: 5361070.

[4] 葛利嘉, 曾凡鑫, 刘郁林, 岳光荣编著. 超宽带无线通信. 国防工业出版社, 2005.

[5] James D. Taylor. Introduction to ultra wideband radar system. USA:CRC press Boca Raton, 1995.

一种紧凑的LTCC发夹带通滤波器的设计

李 平 徐锐敏 王志刚

(电子科技大学 电子工程学院 电磁场与微波工程系)

摘 要: 本文介绍了一种基于低温共烧陶瓷 (LTCC) 技术的紧凑的多层小型化发夹带通滤波器的设计。此滤波器由四个沿纵向分布的小型发夹谐振单元堆叠构成。采用这种结构设计了一个带通滤波器。此 20 层 LTCC 滤波器具有良好的带外抑制制度, 在 1.1GHz 到 1.18GHz 的频率范围内, 插入损耗低于 1dB, 回波损耗大于 16dB, 整个滤波器尺寸仅为 19 mm × 15 mm × 1.88mm。

关键字: 发夹带通滤波器, 低温共烧陶瓷 (LTCC), 多层小型化

A Compact Hairpin Bandpass Filter Designed in LTCC

Li Ping Xu Ruimin Wang Zhigang

(School of Electronic and Engineering, University of Electronic Science and Technology, Chengdu 610054)

Abstract: A compact multilayer Miniaturized hairpin bandpass Filter using low temperature co-fired ceramic(LTCC) technology is proposed in this paper. The filter is stacked with four miniaturized hairpin resonators in longitudinal way distributing. A bandpass filter with this structure is designed in this paper. The insertion loss was less than 1dB from 1.1GHz to 1.18GHz, and the return loss was more than 16dB across the passband. It is shown that the 20-layer LTCC filter obtains a very high suppression out of band and occupies a compact size of 19mm*15mm*1.88mm.

Key Words: Hairpin Bandpass Filter, low temperature co-fired ceramic (LTCC), Multilayer Miniaturized

1 引言

随着无线通信系统的高速发展, 对带通滤波器 (BPF) 的要求不仅局限在低的插入损耗和高的带外抑制上, 并且要求其具有小的体积和轻的重量。有很多途径可以实现滤波器小型化, LTCC 技术就是其中一种很吸引人的方法。LTCC 技术是一种多层陶瓷技术, 它允许将无源器件植入层间, 而仍将有源器件裱贴在表面层, 充分利用空间优势, 实现系统的小型化、集成化。

近年来, 使用 LTCC 技术实现的带通滤波器屡见报到, 它们大多采用了准集总参数结构和层间平行耦合带状线结构。其中, 发夹谐振器在实现小型化设计方面取得了很大的进步 [1]-[3]。在 LTCC 中, 采用 U 型和 U 型折叠双臂共同构建的发夹滤波器, 可以进一步实现滤波器的小型化。

本文介绍了一种紧凑的 LTCC 发夹带通滤波器的设计。通过采用 LTCC 多层结构和沿纵向堆叠的 U 型发夹谐振单元，实现了滤波器的紧凑设计，整个滤波器的尺寸仅为 $19\text{ mm}\times 15\text{ mm}\times 1.88\text{ mm}$ ，在 L 波段取得了良好的性能。

2 滤波器设计

2.1 结构

图 1 (a)、图 1 (b) 分别为 U 型和 U 型折叠双臂发夹谐振单元的示意图，它们源于半波长谐振单元，具有尺寸小，无接地通孔等优点。由于接地通孔具有寄生电感效应，会影响整个电路的稳定性。因此，无接地通孔的谐振器在实际射频电路设计中可靠性更高。

采用两端宽度和中间宽度成一定比例的 U 型发夹单元又相当于阶梯阻抗谐振单元(SIR)，从而可以在相同谐振频率下实现更小的谐振单元的长度。实际设计过程中，需要根据所选介质层数和加工工艺来确定层间带状线的线宽比例。

图 2 是使用 U 型和 U 型折叠双臂发夹谐振单元构成的多层发夹带通滤波器三维视图。整个滤波器包括

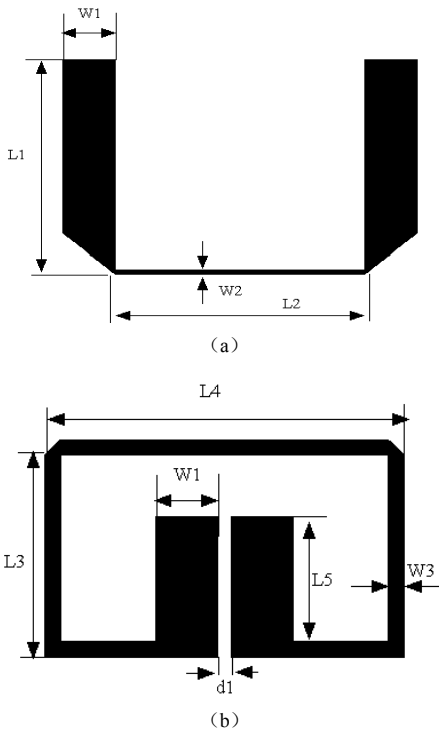


图 1 (a) U 型发夹谐振单元 (b) U 型折叠双臂发夹谐振单元

20 层 LTCC 层 (lay#1-20) 和 3 层层间金属地 (G1-G3)。四个发夹谐振单元 (A, B, B', A') 沿纵向垂直分布于 G1、G3 之间，这样充分利用了 LTCC 技术的优势，显著的削减了滤波器的横向面积。谐振单元 A、B 分

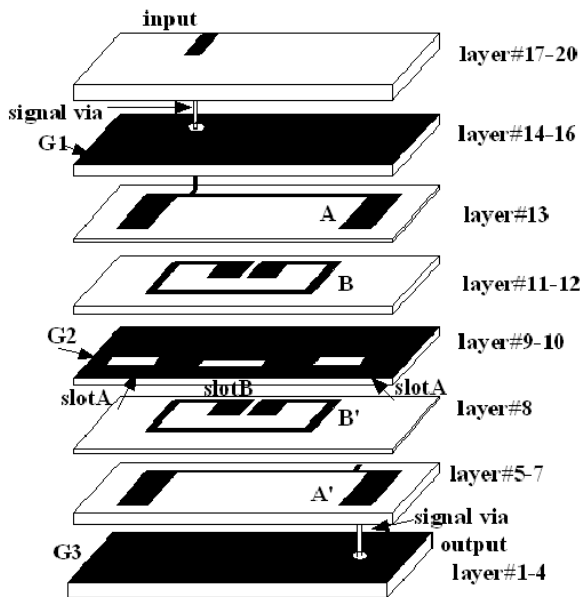


图2 LTCC 夹带带通滤波器三维视图

别位于第十三和第十二层 LTCC 介质层表面，A、B 间利用宽边耦合，可以更灵活的调节耦合强度。谐振单元 B 与 B' 之间通过 G2 上面的槽（slotB）实现耦合。B' 与 A' 之间的耦合关系同 A 与 B，而 G2 上面的另外一个开槽（slotA）则用来实现 A 与 A' 之间的交叉耦合，引入带外传输零点^[4]，实现高的带外抑制制度。

2.2 具体设计过程

滤波器工作的中心频率为 1.14GHz，相对带宽为 7%，要求在高于 1.3GHz、低于 1GHz 的阻带范围内实现大于 40dB 的阻带抑制。采用四阶切比雪夫低通原型设计可以满足指标，通过对应的低通滤波器原型得到输入/输出的外部品质因数 Q_e 和内部耦合系数 K 分别为^[5]：

$$Q_{e\text{in}}=Q_{e\text{out}}=10.18, K_{12}=K_{34}=0.076, K_{23}=0.055$$

首先选取一定阻抗比列的单个谐振单元，通过 3D 电磁场仿真软件 HFSS 确定好每个谐振单元的尺寸（A 与 A' 相同，B 与 B' 相同）。本文选取线宽 $W_1=2$ ， $W_2=0.2$ ， $W_3=0.5$ ，得到谐振单元在中心频率处的初值为： $L_1=9.2$ ， $L_2=11.4$ ， $L_3=6$ ， $L_4=10.4$ ， $L_5=4.5$ ， $d_1=0.3$ 。（单位为 mm）

然后建立如图 3（a）所示的模型来计算内部耦合系数 k_{12} 。内部耦合系数 K 可以用（1）得到^[5]：

$$k = \frac{f_{p1}^2 - f_{p2}^2}{f_{p1}^2 + f_{p2}^2} \quad (1)$$

其中， k 为单元间的耦合系数， f_{p1} ， f_{p2} 为谐振器 A 与 B 相互作用产生的两个相邻特征谐振频率。图 3（b）的曲线表明了内部耦合系数 K_{12} 与两谐振单元之间的偏移量 s 的关系。 K_{12} 与 K_{34} 相同。

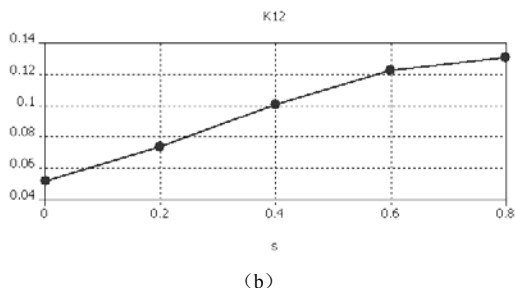
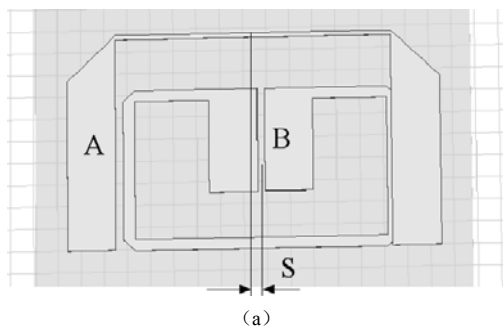


图3 (a) 确定耦合系数的仿真结构 (b) 耦合系数 K12 (K34) 与偏移量 s 的关系曲线

谐振单元 B, B' 之间的耦合是通过层间地 G2 上开槽 (slotB) 来实现。开槽处磁场 (电流) 最强, 因此开槽长度 y_{slotB} 决定了耦合的强度, 开槽宽度对耦合系数的影响很微小。图 4 的曲线表明了内部耦合系数 K23 与开槽长度 y_{slotB} 的关系曲线。

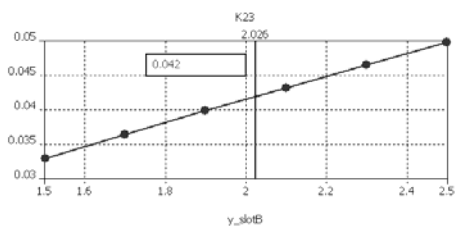


图4 K23 与开槽长度 y_{slotB} 的关系曲线

外部品质因数 Q_e 的计算是通过 (2) 得到的[5],

$$Q_e = \frac{w_0 \cdot \tau(w_0)}{4} \quad (2)$$

其中 w_0 为谐振角频率, $\tau(w_0)$ 为对应谐振频率下的群时延。图 5 中给出了外部品质因素输入输出的抽头位置变化的曲线。

2.3 结果

为了便于测试, 整个电路设计 (图 6) 还包括了埋置带状线到表面微带线的过渡。同时增加屏蔽接地通孔, 减弱滤波器对外界电路的影响, 以满足系统应用。

根据设计要求, 我们最终通过 LTCC 技术构建了带通滤波器。LTCC 衬底选用了相对介电常数为 5.65、陶瓷层厚度为 0.094mm 的 Ferro A6-M。图 7 是此发夹滤波器在三维电磁仿真软

件 HFSS 中的仿真结果，表明在 1.1GHz 到 1.18GHz 的频率范围内，插入损耗低于 1dB，回波损耗大于 16dB，带外抑制制度在高于 1.3GHz、低于 1GHz 的阻带范围内大于 40dB。整个 20 层 LTCC 发夹滤波器尺寸，包含过渡结构和四周接地屏蔽通孔，仅为 19 mm×15 mm×1.88mm（即 $0.172\lambda \times 0.135\lambda \times h$ ， λ 为中心频率处介质中的工作波长， h 为 20 层介质厚度）。

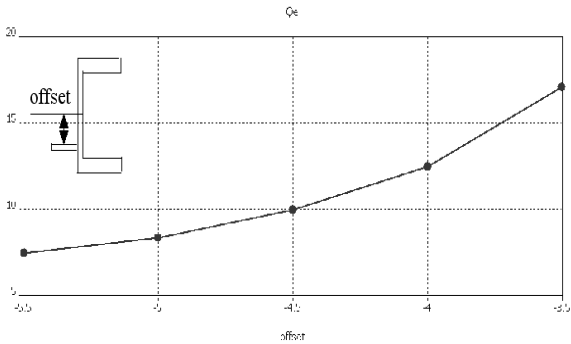


图 5 Qe 随输入输出的抽头位置 offset 变化的曲线

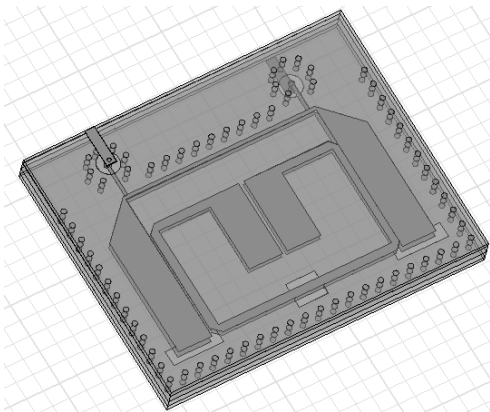


图 6 包括输入输出过渡和接地屏蔽通孔的电路模型

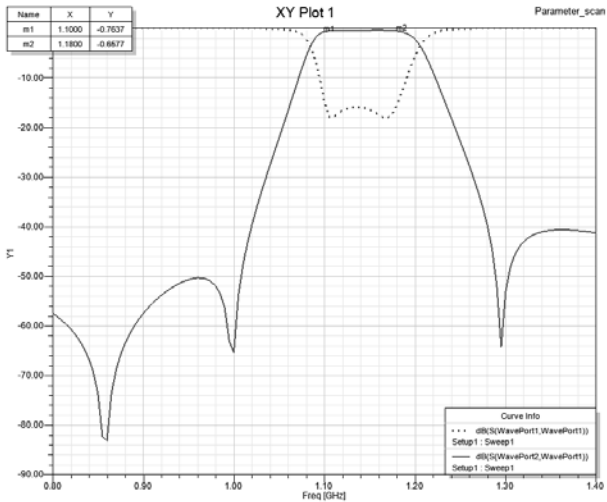


图 7 滤波器仿真结果

3 结论

通过采用 LTCC 多层结构和沿纵向堆叠的 U 型发夹谐振单元,实现了滤波器的紧凑设计。相对于传统的发夹滤波器,此滤波器的尺寸得到了显著的缩小。同时由于交叉耦合的引入,产生了三个传输零点,大大改善了上下边带的带外抑制制度。此滤波器非常适合应用于要求高性能,高集成度的现代无线通信系统。

参 考 文 献

- [1] E. G. Cristal and S. Frankel, “Hairpin-line and hybrid hairpin-line/half-wave parallel-couple-line filter”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-20, pp.719-728, Nov. 1972
- [2] Hong, Jia-Sheng, Lancaster, Michael J., “Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v 51, n1 I, p 120-131, January, 2003
- [3] JOSEPH S. WONG, MEMBER, IEEE, “Microstrip Tapped-Line Filter Design”, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, vol. MTT-27, NO. 1, January 1979
- [4] RALPH LEVY, FELLOW, IEEE, “with Single Transmission Zeros at Real or Imaginary Frequencies”, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, APRIL. 1976
- [5] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, Microstrip Filter for RF/Microwave Applications, John Wiley & Sons, Inc, 2001
- [6] C. Q. Scrantom and J. C. Lawson, “LTCC technology: where we are and where we’re going- II”, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.193-200, 1999.

X波段空气板线馈电网络设计

司 军 王学良 冯 铤 郑一农

(中国兵器装备集团成都火控技术中心 成都 611731)

摘 要: 空气板线馈电网络由于具有损耗小, 幅相控制容易等特点而广泛用在平面阵列天线中。本文介绍了利用分支线定向耦合器设计 X 波段大型空气板线功分网络的方法, 首次采用宽带相移网络来实现频带内的馈电网络相位平衡。测试结果表明在所要求的频段内网络的输入驻波小于 1.6, 相位误差小于 12° , 幅相一致性较好。

关键词: X 波段 空气板线功分网络 分支线定向耦合器

A Design of Air-stripline Feeding network in X-Band

Si Jun Wang Xueliang Feng Biao Zheng Yinong

(The Fire Control Center of The China South Industry Group Co, Cheng du ,China 611731)

Abstract: Air-stripline feeding network is featured by low loss and its amplitude and phase is easy to be controlled .So it has been extensively applied to plane array antenna designs. In this paper a method of a X-Band Large-sized air-stripline feeding network designed by The principle of Branch directional coupler is given It is the first time using the Wide-band phase-shift network to realize the phase-equalization. Testing results show that the VSWR is below 1.6 and phase error is less than 6° .The equalization of amplitude and phase is very good.

Key words: X-Band; Air-stripline feeding network; Branch directional coupler

0 引言

功率分配器广泛应用于阵列天线中, 其功能是将发射功率分配到各个天线单元或合成每个天线单元接收到的回波信号。在天线阵的馈电网络中功率分配器的指标将直接影响到整个天线的性能, 这对功分器的设计提出了很高的要求: 频带内幅度分配误差小、相位一致性好、损耗低、体积小。本文提出了一种 X 波段低损耗、相对带宽为 10% 的大型功分网络设计方法, 并给出了设计过程, 最后加工了两件样件进行测试, 结果满足设计要求且一致性好。

1 功分网络设计

根据阵列的泰勒分布, 功分器采用不等功率输出。由于功分器各输出端口不仅有幅度分布要求, 同时也有相位分布要求。这里希望各输出端口相位相同, 幅度按照泰勒分布。因此

设计时可保证馈电网络的输入口到各输出端口的路径长度相等或可通过调节各路电长度以调节各路相位。输出端口之间彼此的功率分布状态是由网络中各结点处的功分器输出臂之间的功率分配比确定的。

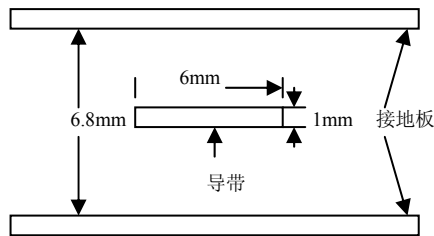


图 1 空气板线基本结构

我们选取空气板线设计分支线定向耦合器，空气带状线基本结构如图 1 所示，分支线耦合器如图 2 所示. 对称分支线定向耦合器是由两根平行的主传输线、中间用许多分支传输线相耦合所构成的，分支线的长度及其间距都是中心频率的 1/4 波长。这种定向耦合器通常都设计成对称形式，它的左右、上下都是对称的。它的各主支线的特性阻抗，既可各节相同，也可逐节改变；它的各分支线特性阻抗是逐节而异的，这样，可使定向耦合器的性能调整到最佳。我们选用 3 分支的带状线分支定向耦合器来设计一分二功分器，而多路功率分配器是由数个两路功率分配器级联而成。

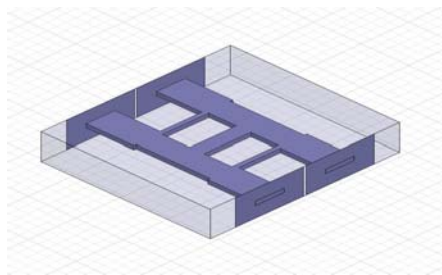


图 2 分支线耦合器模型

本文设计的目标是各端口输出幅度为泰勒分布，根据指标要求，采用 1 分 2 的分支定向耦合器树状拓扑结构组合成 1 分 36 的功分网络。形成树状拓扑结构的原则是 1 分 2 功分器的两个输出口的功分比不能过大，否则定向耦合器中分支的特性阻抗太大，分支过窄，结构实现困难。分支定向耦合器的拓扑结构如图 3 所示。图中， I_n ($n=1, 2, 3, \dots, 18$) 为支路的电流，各端口输出信号均为等相位。图 3 为 1 分 36 功分网络的一部份，另外一半电流分布和此对称。

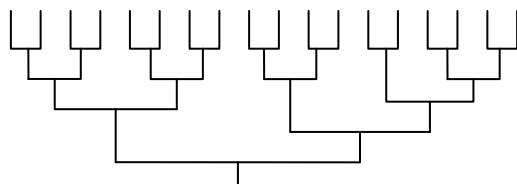


图 3 功分网络的拓扑结构

图 3 中从到右编号分别为 1, 2..., 18, 其幅度分布如表 1 和表 2 所示。

表 1 1-9 号幅度分布

编号	1	2	3	4	5
I_n (dB)	-25.6	-24.7	-23.6	-21.7	-20
编号	6	7	8	9	
I_n (dB)	-18.2	-16.5	-15.2	-14.4	

表 2 10-18 号幅度分布

编号	10	11	12	13	14
I_n (dB)	-13.4	-12.6	-11.7	-11	-10.3
编号	15	16	17	18	
I_n (dB)	-10.1	-10	-9.7	-9.4	

经过仿真，调试得到 1 分 18 功分网络的结构为图 4 所示。

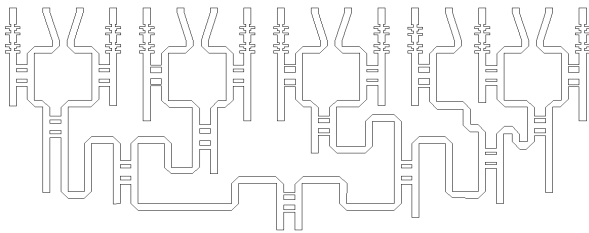


图 4 功分网络结构图

由于现有的计算机资源的限制不能仿真如此大的功分网络，因此本文采用分块仿真的策略。先用 HFSS 单独仿真 1-2 的功分器，再利用 DESIGNER 将其全部连在一起进行仿真，从而得到整体的仿真结果。即使每个功分器两个输出端的相位误差很小，功分器与功分器之间的相位也会存在一定的偏差，因此要用 50Ω 的传输线来调整相位差。考虑到实际系统与仿真系统可能存在的误差，在仿真每个功分器模块时，严格控制了仿真指标，保证输入输出端驻波系数均小于 1.20，相位差在 2° 以内。

在整个功分网络的设计中，最困难的是相位的平衡问题，其中包括相位的斜率和长度问题。相位长度的问题我们采用带线弯折的方法解决。在解决相位斜率的问题中，经过反复的摸索和计算，我们发现，一个宽带低通网络对相位斜率有补偿作用，调整低通网络的参数，可以将相位斜率拉到相平，如图 5 所示。

经过仿真可以得到未加宽带低通网络时功分器两个输出端的相位曲线如图 6 所示，加上宽带低通网络并经过相位补偿后的输出端相位曲线如图 7 所示。

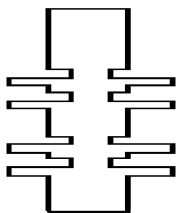


图 5 宽带低通网络结构

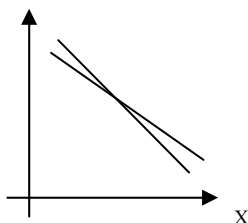


图 6 未加时的两个输端相位曲线

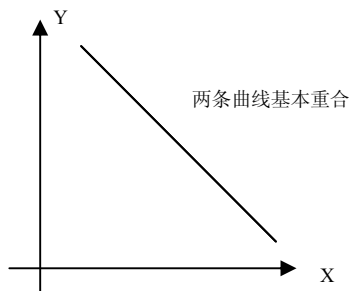


图 7 添加宽带网络后输出端相位曲线

用 HFSS designer 进行协同仿真，得到功分网络的驻波和各端口的相位分布分别如图 8 和图 9 所示。可见仿真的输出端口驻波均在 1.14 以下，相位误差最大为 1.5° ，输入端口驻波在 1.1 以下。

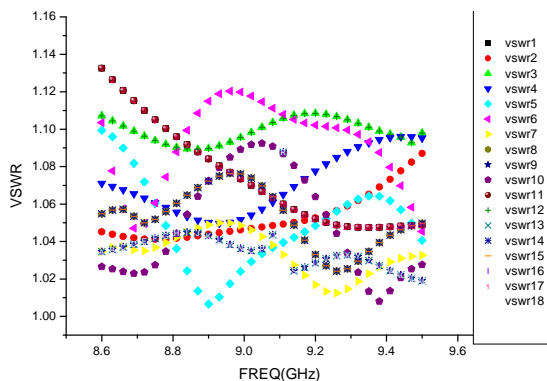


图 8 18 路功分网络仿真的驻波曲线

2 测量结果

经过仿真，加工了样品，进行了测试，图 10 为实物，图 11 是 1 分 18 功分网络输入口的驻波曲线。图 12 是理论的幅度分布值合实测的幅度值对照曲线，分别选取了低频，中频和高频的三个点进行幅度测量对照，图 13 是实测的 18 个端口的驻波曲线。图 14 是测试的相位分布曲线，是相对相位。

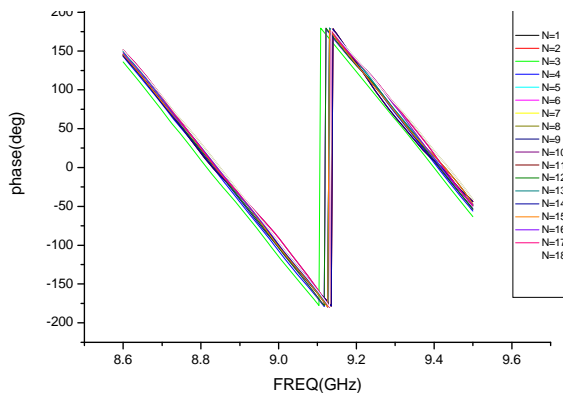


图 9 仿真的功分网络各端口相位分布曲线



图 10 1分18功分网络实物

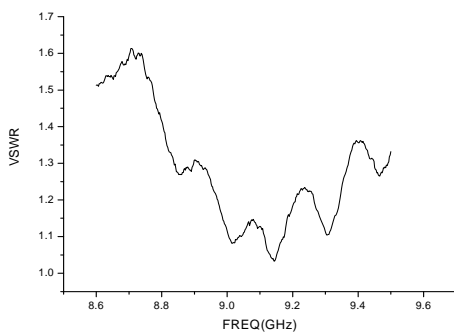


图 11 实测输入驻波曲线

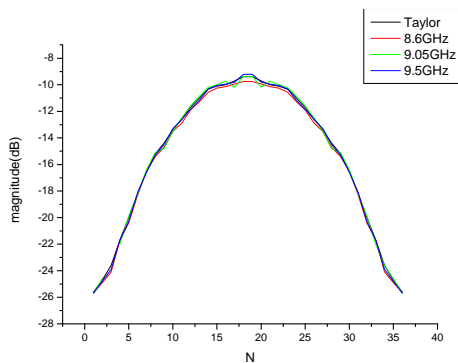


图 12 功分网络幅度分布测量结果

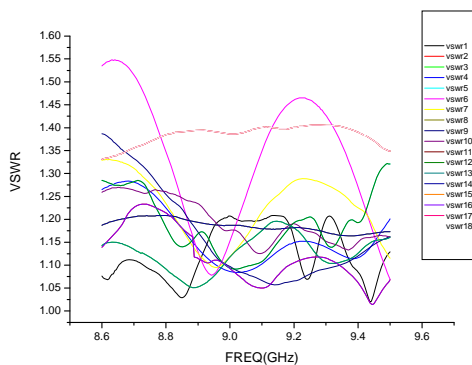


图 13 各端口驻波曲线测试结果

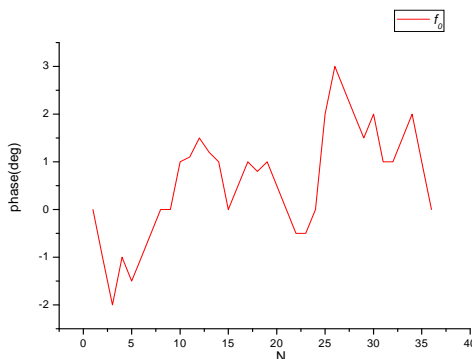


图 14 测试的相位分布

3 结论

本文设计的 1 分 36 的大型功分网络采用空气板线形式的分支定向耦合器结构组成,通过仿真设计、加工、安装及测试。测试结果表明输出口 $VSWR < 1.55$, 相位误差在 12° 以内,幅度基本满足泰勒分布,与实际比较吻合,且损耗较小,验证了本设计所采取的宽带低通网络结构具有很好的相位补偿作用,值得推广。

参 考 文 献

- [1] 清华大学《微带电路》编写组. 微带电路[M]. 北京: 清华大学出版社, 1975.
- [2] 廖承恩. 微波技术基础[M], 西安: 西安电子科技大学出版社, 1994.
- [3] 顾其净等著. 微波集成电路设计[M], 北京: 人民邮电出版社, 1978
- [4] 吴群. 微波技术[M], 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1998

基于SIW感性窗的X波段滤波器设计

王六春 虞 萍 杨 涛

(南京电子技术研究所, 南京 210013)

摘 要: 本文介绍了利用厚度为 1mm 的 Rogers Duroid 6002 基片设计得的一种 X 波段基片集成波导 (SIW) 到微带的过渡,在此基础上设计了感性窗的 X 波段滤波器。通过电磁仿真软件设计、计算一个中心频率为 9.6GHz, 相对带宽为 2.1% 的带通滤波器。该滤波器具有体积小、重量轻、容易加工和集成等优点。

关键字: 基片集成波导; X 波段; 感性窗; 滤波器

Design an X-band bandpass filter using SIW inductive windows

Wang Liuchun Yu Ping and Yang Tao

Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210013

Abstract: In this paper, a taper transition between microstrip line and SIW has been proposed. by using Rogers Duroid 6002 PCB. Then design an X-band bandpass filter base on this taper. The simulated a bandpass filter response has a bandwidth of 2.1% centered at 9.6GHz. The numerical simulation results are presented to show the good performance of the design.

Key words: Substrate Integrated Waveguide; X-Band; Inductive Window; Filter

1 引言

现代无线通信对微波元件要求小型化、集成化,而传统的用于设计无源器件的电路结构,已经不能适应这一要求。而基片集成波导 (SIW) 是一种新型的高品质因数、低损耗集成波导结构。基片集成波导的一个重要性质是具有与传统矩形波导相近的特性,具有良好的传播特性,诸如品质因数高、易于设计等,同时也具有体积小、质量轻、容易加工、造价低和易于集成等传统矩形波导没有的优点。这种结构易于集成,这大大地减小了原有的微波毫米波波导器件以及建立在波导基础上的其他微波无源器件的尺寸、重量和价格;并且增强了制造过程中的可重复性和可靠性。同时由于整个结构完全为介质基片上的金属化通孔阵列所构成,所以这种结构可以利用普通 PCB 工艺、LTCC 工艺、甚至薄膜电路工艺精确实现[1][2]。

2 SIW的基本介绍

基片集成波导 (SIW) 具有和金属矩形波导相似的传输特性,基片集成波导的两侧线性紧密排列的金属通孔通过与介质基片上下金属面的连接,形成有狭槽间隔的侧波导壁,从而成

为一种特殊的矩形波导结构。如图 1 所示,两排孔间距离 W , 长为 L , 金属通孔的直径 d , 相邻通孔间距离 b , 基片厚度 h , 则可以等效为厚度为 h , 宽为 W_{eff} , 长为 L_{eff} 的矩形波导, 介电常数的大小不变, 当 $b/d \leq 2$ 时, 等效公式如下^[3]:

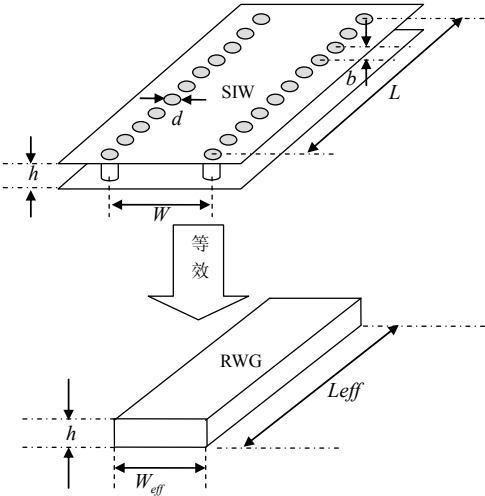


图 1 基片集成波导与矩形波导等效

$$L_{eff} = L - \frac{d^2}{0.95b} , \quad W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95b}$$

3 设计目标以及实现步骤

提出设计目标要求：设计 X 波段带通滤波器，中心频率为 9.6GHz，带宽为 200MHz，插损小于 1dB，驻波小于 1.3，在 9.6 ± 0.2 带外抑制大于 20dB。所用板材为 Rogers Duroid 6002 基片，介电常数为 2.94，厚度为 1mm。

3.1 选择SIW尺寸

微带线传输的是准 TEM 模,这种模与 SIW 中传输的 TE_{n0} 模不同。因此,SIW—微带线转换器的设计,是设计的一个重要前提。

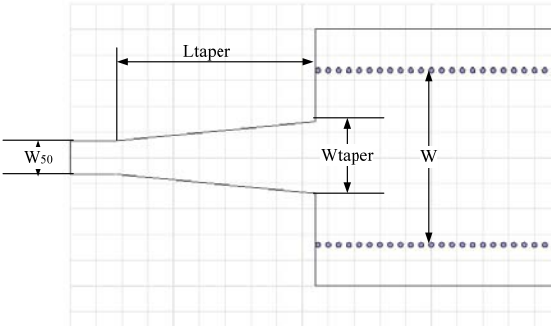


图 2 SIW—微带线转换的结构示意图

如图 2 所示，确定 W、h、d、L、b、W₅₀ 和 ε_r 后，优化 Wtaper 和 Taper，得到各个参数结果，见表 1。

表 1 SIW—微带线转换器的几何尺寸

W(mm)	13.6	h(mm)	1
d(mm)	0.4	L(mm)	58
b(mm)	0.8	W ₅₀ (mm)	2.6
Wtaper(mm)	5.6	Ltaper(mm)	14.3
Er	2.94		

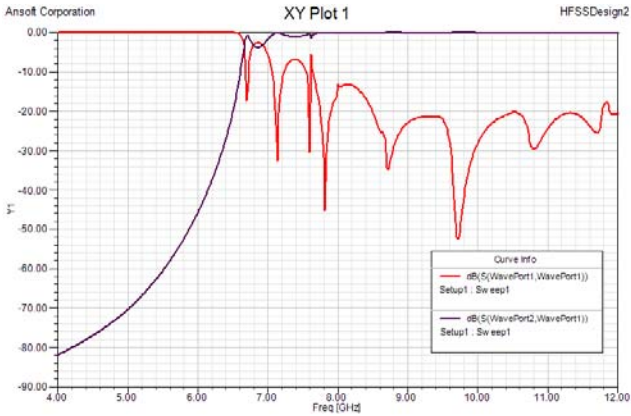


图 3 X 波段 5.8cmSIW—微带转换的仿真结果

由优化后仿真结果可以看出在 8.5GHZ~11.5GHZ，S11 均小于-20dB。

3.2 具体设计方法

由于基片集成波导和矩形波导具有相似的传输特性，可以先将基片集成波导等效成相应尺寸的矩形波导，由已知矩形波导设计电感膜片的滤波器[4]，得到具体尺寸后，再反推出所需要的基片集成波导滤波器的尺寸，然后进一步优化调整。

设计步骤

1) 选用低通原型：选用等效后的波导（ $W_{eff} = 13.385\text{mm}$ ， $h = 1\text{mm}$ ），其导波波长为

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{f}{v_p}\right)^2 - \left(\frac{1}{2W_{eff}}\right)^2}}$$

在具体设计时将上下边频分别往外扩充 0.05GHZ，可以得到滤波器效果更佳，由此可知， $f_1 = 9.45\text{GHz}$ ， $\lambda_{g1} = 25.6343\text{mm}$ ；

$f_2 = 9.75\text{GHz}$ ， $\lambda_{g2} = 24.1828\text{mm}$ 。

因此， $\lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{2} = 24.9086\text{mm}$ ，

$\lambda_0 = 18.2254\text{mm}$ 。由此可得

$$W_{\lambda} = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} = 0.0583$$

经计算可得，取 $n=3$ ，带内波纹为 0.5 分贝的切比雪夫低通原型即可满足设计目标要求，
 $g_0 = g_4 = 1.000$ ， $g_1 = g_3 = 1.5963$ ，

$$g_2 = 1.0967$$

2) 计算各阻抗变换器参数：根据低通原型和相对带宽 W_{λ} ，可以计算出各阻抗变换器阻抗 K 是

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \frac{K_{34}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi W_{\lambda}}{2g_0g_1\omega'}} = 0.2395$$

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{K_{23}}{Z_0} = \frac{\pi W_{\lambda}}{2\omega'} \frac{1}{\sqrt{g_1g_2}} = 0.0874$$

3) 计算各并联电抗：

$$\frac{X_{01}}{Z_0} = \frac{X_{34}}{Z_0} = \frac{K_{01}/Z_0}{1 - (K_{01}/Z_0)^2} = 0.2540$$

$$\frac{X_{12}}{Z_0} = \frac{X_{23}}{Z_0} = \frac{K_{12}/Z_0}{1 - (K_{12}/Z_0)^2} = 0.0881$$

4) 求各谐振器的长度：

$$\frac{l_1}{\lambda_{g0}} = \frac{\left\{ \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1}\left(\frac{2X_{01}}{Z_0}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{2X_{12}}{Z_0}\right) \right] \right\}}{2\pi} = 0.4487 = \frac{l_3}{\lambda_{g0}}$$

$$\frac{l_2}{\lambda_{g0}} = \left[\pi - \tan^{-1}\left(\frac{2X_{12}}{Z_0}\right) \right] / 2\pi = 0.4722$$

$\lambda_{g0} = 24.9086\text{mm}$ ，从而得到各谐振器的长度是

$$l_1 = l_3 = \lambda_{g0} * 0.4487 = 11.1769\text{mm}$$

$$l_2 = \lambda_{g0} * 0.4722 = 11.7630\text{mm}$$

5) 电感膜片的尺寸：求出膜片的窗孔宽度 d ，先计算出

$$\frac{X_{01}}{Z_0} \frac{\lambda_{g0}}{W_{eff}} = \frac{0.2540 \times 24.9086}{13.385} = 0.4727$$

$$= \frac{X_{34}}{Z_0} \frac{\lambda_{g0}}{W_{eff}}$$

$$\frac{X_{12}}{Z_0} \frac{\lambda_{g0}}{W_{eff}} = \frac{0.0881 \times 24.9086}{13.385} = 0.1639$$

$$= \frac{X_{23}}{Z_0} \frac{\lambda_{g0}}{W_{eff}}$$

$$W_{eff} / \lambda_0 = \frac{13.385}{18.2254} = 0.7344$$

根据这些数据，由知矩形波导设计电感膜片的电纳曲线得[4]

$$d_{01} = d_{34} = 4.7312\text{mm}$$

$$d_{12} = d_{23} = 2.8127\text{mm}$$

6) 求出 SIW 滤波器的具体尺寸:

$$l_1' = l_3' = 11.3874\text{mm}, \quad l_2' = 11.9735\text{mm}$$

$$d_{01}' = d_{34}' = 4.9415\text{mm}$$

$$d_{12}' = d_{23}' = 3.0232\text{mm}$$

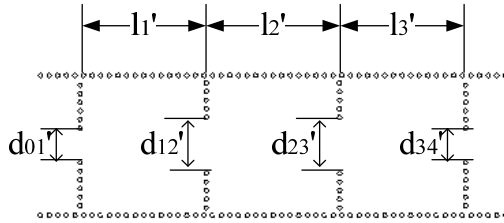


图4 SIW 感性窗滤波器结构图

3.3 仿真调整

由设计得到的参数，先粗略仿真后得到的结构如图4所示。

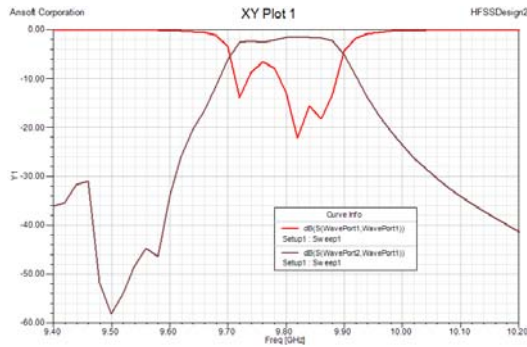


图5 初步仿真后的到结果

从图5可以看出，中心频率偏离设计的中心频率9.6GHZ大约0.2GHZ，驻波也不是很理想，需要进一步的调整参数得到更好的结果。

经过进一步的优化调整后，得到如图6所示的仿真性能。

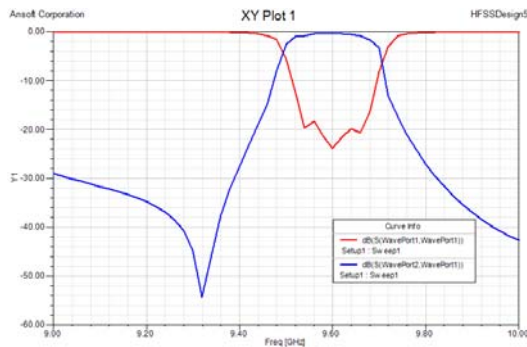


图6 优化后的到结果

优化后，得到各个参数：

$$l_1'' = l_3'' = 11.8\text{mm}, \quad l_2'' = 12.4\text{mm}$$

$$d_{01}'' = d_{34}'' = 5.25\text{mm}$$

$$d_{12}' = d_{23}' = 3.14\text{mm}$$

4 结论

本文中利用 SIW 与矩形波导相似的特性及之间的等效关系，由矩形波导加电感膜片滤波器推出 SIW 感性窗的滤波器的设计，最后进行仿真优化，得到目标结果。

参 考 文 献

- [1] D. Deslandes and K. Wu, Integrated micro strip and rectangular waveguide in planar form. IEEE Microw. Guided Wave Lett., vol. 11, no. 2, pp. 68–70, Feb. 2001.
- [2] Ke Wu D Deslandes, The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronic-cs. Telsiks 2003.
- [3] Reydezel Torres-Torres', Gerardo Romo', Bryce Horine², Adain Sainchez', Howard Heck² Full Characterization of Substrate Integrated Waveguides from S-Parameter Measurements. 2006 IEEE Electrical Performance of Electronic Packaging, pp. 277-280.
- [4] 甘本祯, 吴万春, “现代微波滤波器的结构与[M],”科学出版社, 1973。

K波段LTCC窄带滤波器设计

钟 华 王志刚 徐锐敏

(电子科技大学 微波工程系, 四川 成都 610054)

摘 要: 本文采用 LTCC 工艺设计了 K 波段窄带滤波器及其过渡。其中心频率在 23.25GHz 相对带宽 4.5%。利用 LTCC 工艺机构的立体设计减小了滤波器体积, 其可实现性也得到提高。通过全波仿真软件 HFSS 仿真, 滤波器带内插损在 0.5dB 以下。

关键词: LTCC, 带通滤波器, K 波段

A K-Band Narrow Bandpass Filter Using LTCC Technology

Hua Zhong, Zhigang Wang and Ruimin Xu

Microwave Engineering Department, UESTC, Chengdu 610054

Abstract: A K-band low-temperature co-fired ceramic(LTCC) narrow bandpass filter(BPF) with transition is presented in this paper. This BPF show a 3dB fractional bandwidth(FBW) of 4.5% centered at 23.25GHz. By using LTCC technology, 3D structure is desinged for decreasing the volume and being easily realized. As HFSS simulated, this BPF reaches less than 0.5dB insert loss in pass band.

Keywords: LTCC, BPF, K-band

1 引言

近年来, 低温陶瓷共烧技术(LTCC)越来越受到重视, 广泛应用于微波毫米波电路。与传统的平面电路相比, LTCC 可以利用 3D 立体结构进行设计, 不仅损耗低, 而且能够减少整个电路或系统体积[1][2]。一些在平面结构中由于工艺原因难以实现的性能, 可以利用 LTCC 的多层立体结构进行设计, 达到理想效果。

本文采用 LTCC 技术设计了一个 K 波段埋置窄带滤波器及其过渡。考虑到窄带特性, 采用了端耦合滤波器形式。利用 LTCC 的立体多层设计, 使其不同于一般的平面端耦合结构, 可实现性进一步得到提高。采取埋置形式, 使其可用于的电路体积进一步减小。LTCC 工艺为生瓷带厚度 $h=0.114\text{mm}$, 介电常数 $\epsilon_r=7.3$ 。经过电磁全波仿真软件 HFSS 仿真, 设计的滤波器中心频率 23.25GHz, 相对带段 4.5%, 带内插损小于 0.5dB。

2 滤波器设计与分析

端耦合滤波器的一般形式如图 1 所示。每段谐振单元的长度大约为在滤波器中心频率的半波长。谐振单元之间

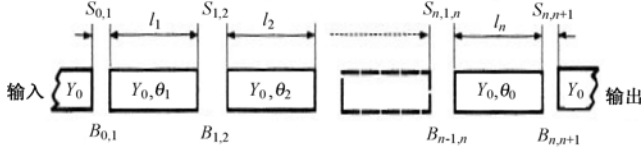


图 1 端耦合滤波器形式

通过开路端进行耦合。参照微波网络理论，开路端的缝隙就能表示为变换器。计算出 J 变换器和低通原型之间的对应关系，就可以快速设计端耦合形式的滤波器。

本次设计选取切比雪夫 3 阶低通原型。查表得到各元件值后，根据以下公式进行变换。

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_0 g_1}} \quad (1)$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{FBW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (2)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_n g_{n+1}}} \quad (3)$$

$g_0, g_1 \dots g_n$ 为滤波器低通原型网络中的元件值，均通过 $\Omega_c = 1$ 归一化， FBW 为相对带宽。 $J_{j,j+1}$ 是每个 J 变换器的特征导纳， Y_0 是传输线的特征阻抗。

假设端耦合的电容效应是理想的，串联电容不连续电纳 $B_{j,j+1}$ 表示为

$$\frac{B_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}}{1 - \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2} \quad (4)$$

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2B_{j-1,j}}{Y_0} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2B_{j,j+1}}{Y_0} \right) \right] \text{ radians} \quad (5)$$

进一步求得其容值和长度

$$C_g^{j,j+1} = \frac{B_{j,j+1}}{\omega_0} \quad (6)$$

$$l_j = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \theta_j - \Delta l_j^{e1} - \Delta l_j^{e2} \quad (7)$$

Δl_j^{e1} ， Δl_j^{e2} 均为由于端电容而需要做的长度修正。 $C_g^{j,j+1}$ 是与设计指标相关的设计参数。由于埋置滤波器采用的是带状传输线，还需要做进一步的修正。而且通过设计可以发现，

如果采用一般的同层结构，输入输出端的耦合在工艺范围内不能达到要求。利用 LTCC 工艺的优势，不同层错位加大耦合，能够很好的满足要求，如图 2 所示。

将滤波器在 HFSS 中单独进行仿真，结果如图 3 所示。在所需带宽内插损小于 0.5dB,S11 基本在-20dB 以下。

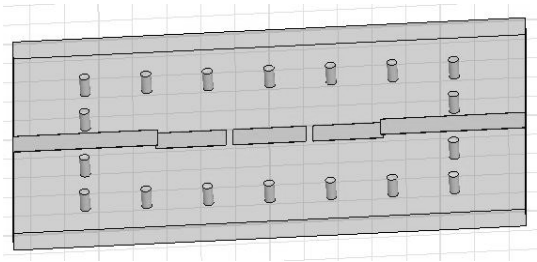


图 2 LTCC 滤波器结构

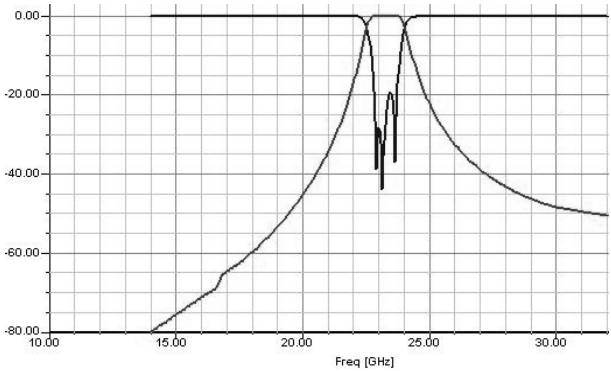


图 3 LTCC 滤波器仿真结果 S11 和 S21

3 过渡设计

由于滤波器设计时，为了使其驻波满足要求，带状线阻抗并不是 50 欧姆，而且宽度较大，给过渡设计带来了不少困难。

采用常规的结构设计，并根据实际情况进行改进，在微带地过渡后加入一段匹配匹配段，在滤波器通带内实现了很好性能。设计好的结构如图 4 所示。

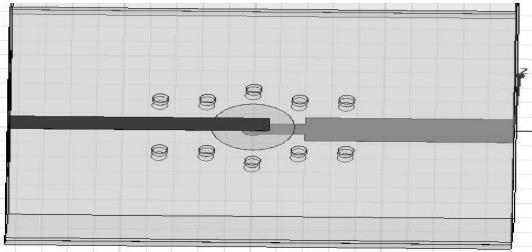


图 4 过渡结构

4 结果及结论

将设计好的滤波器和过渡结合起来，并用金属接地空屏蔽外腔，结构如图 5 所示。仿真结果显示通带外出现尖锐谐振，是由于过渡和腔体引起。经过调谐，将谐振消除。最后结果如图 6 所示，在中心频率 23.25GHz 相对带宽 4.5%内实现了插损小于 0.5dB，S11 小于-25dB。

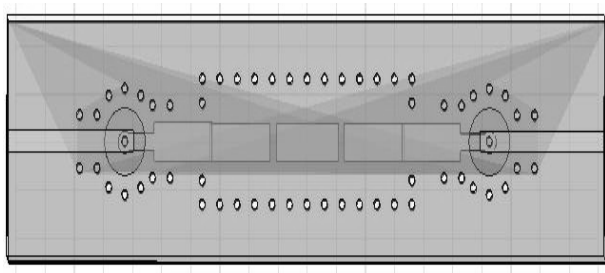


图 5 滤波器及过渡整体结构

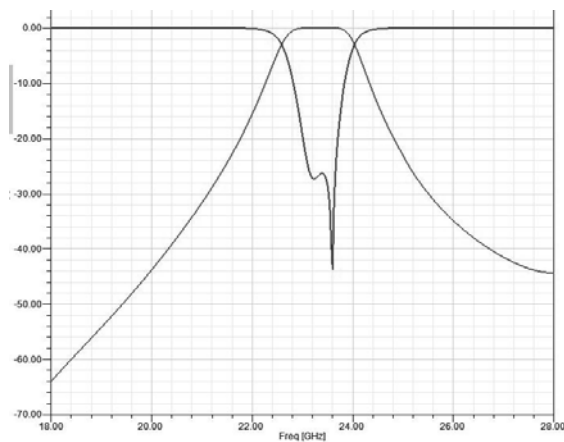


图 6 滤波器及过渡整体仿真结果 S11 和 S21

参 考 文 献

[1] C. Lee, A. Sutono, S.Han, K. Lim, S. Pintel, E.M.Tentzeris, and J.Laskar, “A Compact LTCC-Based Ku-Band Transmitter Module”, IEEE Trans. Advanced Packaging, Vol.25, No.3, pp. 374-384, 2002

[2] R.Kulke, G.Mollenbeck, W.simon, M.Rittweger, “point-to-Multipoint Transceiver in LTCC for 26GHz”, IMAPS-Nordic,2002

[3] Microstrip Filters For Rf, Microwave Applications ,Jia-Sheng Hong, M J Lancaster, 2001 John Wiley & Sons, Inc.

[4] Min-Soo Kang, Bong-Su Kim,,Myung-Sun Song, “End coupled stripline BPF using LTCC in millimeter-wave”, Microwave and Millimeter Wave Technology, 2004. ICMMT 4th International Conference on, Proceedings 18-21 Aug. 2004 Page(s):251 - 254

Y型缝隙可调频率选择表面

张成刚 张 强

(南京电子技术研究所)

摘 要: 本文设计了 Y 型缝隙可调频率选择表面 (FSS), Y 型缝隙频率选择表面起到带通的作用, 集总器件被加载到 FSS 周期单元上。FSS 周期单元的谐振频率在特定的频带内会随着集总器件电容值的改变而发生平移, 反射损耗低于 -20dB 的可调带宽可以达到 10GHz。

关键字: FSS, Y 型缝隙, 集总器件, 可调

Adoptable Frequency Selective Surface with Y slot units

Chenggang Zhang, Qiang Zhang

(Nanjing Research Institute of Electronic Technology)

Abstract: Adoptable FSS with Y slot units has been investigated in this paper. Y slot FSS acts like band-pass filter. Lumped-element devices are loaded on the periodic units. Resonant frequency of the absorber depending on the lumped-element's resistance could shift in a specified frequency band. The bandwidth of the FSS with reflection loss below -20dB can get to 10GHz.

Key words: frequency selective surface (FSS), Y slot, lumped-element, adoptable

1 引言

频率选择表面 (Frequency Selective Surface), 简称 FSS, 它在“隐身”技术方面具有相当大的应用价值, 受到世界各军事大国的重视。

FSS 是一种由谐振单元在介质层上按二维周期性排列构成的单层或多层准平面结构, 本身不吸收能量, 但是却能起到滤波的作用, 它对电磁波和光波具有一定的频率选择特性, 是一种周期结构, 其单元可分为两种类型:一种是周期性金属贴片, 另一种是金属屏上的周期性缝隙。当入射波频率在贴片或孔径单元的谐振频率上时, FSS 表现出反射或传输特性,这种特性依赖于单元的尺寸、几何图形、布阵方式以及衬底材料性质等因素。

在 FSS 的设计中, FSS 层是具有周期性结构的导电片。由等效电路原理可知当 FSS 阻抗层的阻抗值发生改变时, FSS 周期单元的谐振频率会在一定的频带内发生平移, 有源 FSS 为了实现阻抗的可调, 往往通过加载二极管或变容二极管等集总器件到 FSS 周期性单元中, 这些集总器件由电信号控制, 当信号的大小改变时, 集总器件的阻抗值也随之发生改变, 从而导致阻抗层阻抗值的变化, 最后使得 FSS 的谐振点发生平移。

2 单层FSS设计

本文所设计的可调频率选择表面（FSS）基于 Y 型缝隙单元。集总器件加载在 FSS 周期单元中。为了研究无限大周期性结构，可以通过周期边界条件（PBC）的使用简化为研究单个周期单元[1]。

Y 形缝隙 FSS 的结构如图 1 所示，栅格排列成正方形排列（ $\alpha = 90^\circ$ ），图 1 给出了 FSS 周期单元的形状和大小。a,b 分别是 Y 单元的周期间距，Y 单元臂的长和宽分别由 d 和 c 表示，各参数值分别为：a=b=15mm,c=1mm,d=5mm。电抗加载位置如图 1 所示。

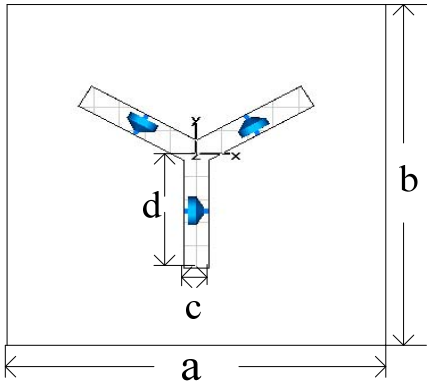


图 1 Y 形 FSS 周期单元平面图

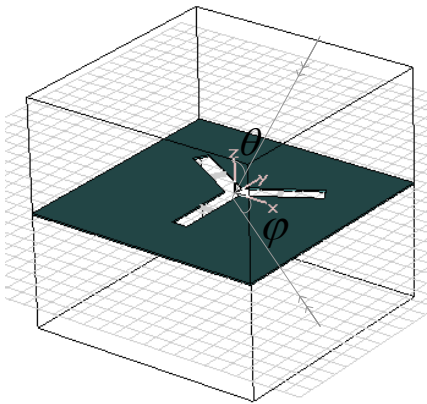


图 2 Y 形 FSS 周期单元立体图

θ 和 φ 是入射波的球坐标角度见图 2， θ 表示入射波与 z 轴的夹角， φ 表示 x、y 平面内从 x 轴到 y 轴的夹角。

在 f_0 到 $f_0 + 18 \text{ GHz}$ 频带内对单层 FSS 的反射、传输特性进行研究。入射波垂直入射于单层 FSS，集总器件[2]加载到 Y 缝隙单元上，图 3 和图 4 描绘出了电场极化方向平行于 x 轴时（ $\varphi = 0^\circ$ ）FSS 随着集总器件数值的改变而发生相应变化的反射、传输特性[3]。图 5 和图 6 描绘出了电场极化方向平行于 y 轴时（ $\varphi = 90^\circ$ ）FSS 随着集总器件数值的改变而发生相应

变化的反射、传输特性。FSS 单元的谐振频率在特定的频带内会随着集总器件数值的改变而
发生移动。

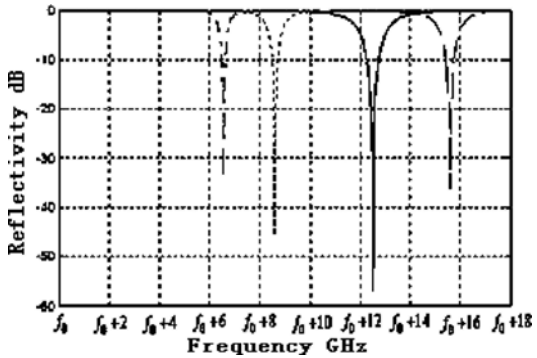


图 3 集总器件值变化时，FSS 的反射损耗， $\varphi = 0^\circ$ ，—— $L=1\text{nH}$ ，— 无加载，····· $C=0.05\text{pF}$ ，—— $C=0.1\text{pF}$

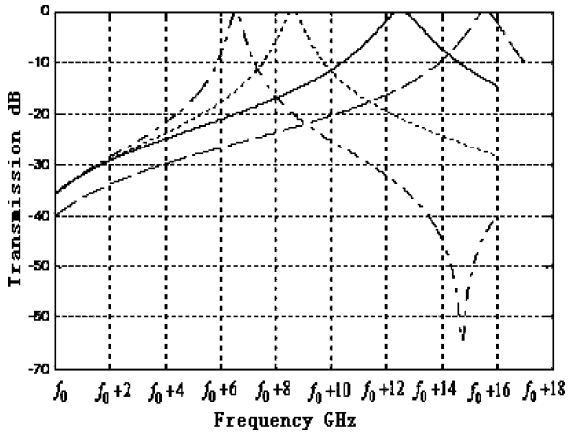


图 4 集总器件值变化时，FSS 的传输损耗， $\varphi = 0^\circ$ ，—— $L=1\text{nH}$ ，— 无加载，····· $C=0.05\text{pF}$ ，—— $C=0.1\text{pF}$

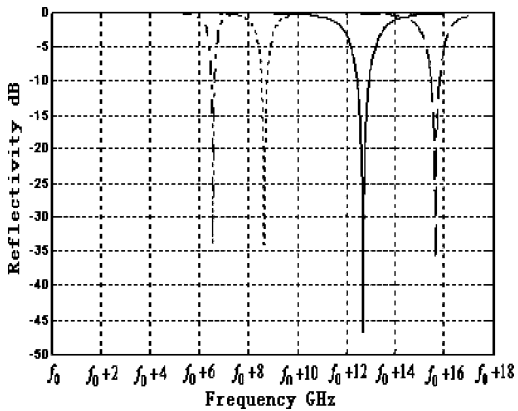


图 5 集总器件值变化时，FSS 的反射损耗， $\varphi = 90^\circ$ ，—— $L=1\text{nH}$ ，— 无加载，····· $C=0.05\text{pF}$ ，—— $C=0.1\text{pF}$

无加载时，FSS 谐振频率为 $f_0 + 12.5\text{GHz}$ ，当加载电容 $C=0.05\text{pF}$ 时，FSS 的谐振频率向
左移动，减小为 $f_0 + 8.5\text{GHz}$ ，带宽变窄；当加载电容 $C=0.10\text{pF}$ 时，FSS 的谐振频率继续向
左移动，减小为 $f_0 + 6.5\text{GHz}$ ，带宽继续变窄；当加载电感 $L=1\text{nH}$ 时，谐振频率增大到
 $f_0 + 15.5\text{GHz}$ 。由以上可知，当加载电容时，谐振频率降低，并且随着电容值的增大，谐振频

率不断降低，带宽不断变窄；当加载电感时，谐振频率增大，并且随着电感值的增大，谐振频率不断升高，带宽保持不变。

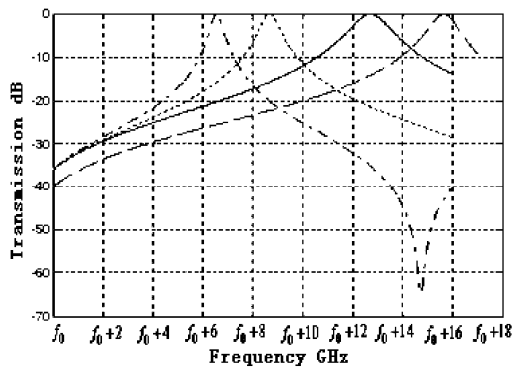


图 6 集总器件值变化时，FSS 的传输损耗， $\varphi = 90^\circ$ ，—— $L=1\text{nH}$ ，—无加载，····· $C=0.05\text{pF}$ ，—— $C=0.1\text{pF}$

4 结论

本文设计的 FSS 反射损耗低于-20dB 的可调带宽可以达到 10GHz。入射波在可调动态范围内可以顺利通过。

参 考 文 献

[1] C. Mias, C. Tsakonas, C. Oswald, An Investigation into the Feasibility of designing Frequency Selective Windows employing periodic structures (Ref. AY3922). Final Report for the Radiocommunications Agency

[2] Bernhard Schoenlinner, Abbas Abbaspour-Tamijani, Leo C. Kempel and Gabriel M. Rebeiz. “Switchable Low-Loss RF MEMS Ka-Band Frequency-Selective Surface” [J], IEEE Trans. on Micro. Thoery and Tech., Vol. 52, No. 11, Nov. 2004

[3] Alon S.Barlevy and Yahya Rahmat-Samii. “Control of Resonant Bandwidth in Frequency-Selective Surface by Titling the Periodic Elements” [J],Micro. and Opt. Tech. Lett. , Vol. 21, No. 2, April 20, 1999

耦合型任意分配比功分器

崔文耀 张德斌

(南京电子技术研究所 南京 210013)

摘要: 利用左手传输线非对称耦合线的强耦合特性, 将平行双线耦合器中的一条分支臂用左手传输线取代, 可实现一种耦合型任意分配比功分器。设计制作了一个 4:1 的不等分功分器试验电路, 最后测试结果显示: 在 3.6~4.1GHz (带宽约 13%) 频带内, 功率分配比接近 6dB (4:1), 分配比不平衡性小于 0.3dB, 输出相位差不平衡性小于 3° , 输出端之间隔离大于 22dB, 输入端驻波小于 1.3, 因此该功分器可用于大分配比功分网络设计中。

关键词: 左手传输线, 耦合型, 任意分配比

A Couple-type Power Divider with Arbitrary Distribution Ratio

Cui Wenyao Zhang Debin

(Nanjing Research Institute of Electronics Technology Nanjing 210013)

Abstract: This paper presents a couple-type power divider with arbitrary distribution ratio, which using the tight coupling characteristics of assymmetric couple line based on left-handed transmission line. We design and fabricate a 4:1 unequal power divider to measure. The measurement result display that power distribution ratio is close to 6dB, the distribution ratio and phase unbalances at two output ports are less than 0.3dB and 3° , respectively, the isolation at output ports is less than -22 dB, and input port standing wave is less than 1.3 from 3.6GHz to 4.1 GHz.

Key Words: Left-handed transmission line, couple-type, arbitrary distribution ratio

1 引言

在雷达馈线系统中, 经常需要将输入功率按一定比例分配到各个分支电路中, 或将各个分支电路中的功率合成到一个总的输出端口中, 这就需要采用功分器来实现。在平面电路中, 目前最常用的是 Wilkinson 功分器, 它是通过调节两分支电路的阻抗来达到所需功率分配的目的。在采用馈电网络给相控阵天线单元馈电时, 如果相邻单元之间的功率分配比大于 3dB (研制低副瓣或超低副瓣阵列天线), 采用传统的 Wilkinson 功分器给天线馈电难度较大, 实际工程中常通过串接一个衰减器来实现, 但这样往往会造成很大的损耗。目前, 利用微带线勉强可以做出分配比为 5~6dB 的 Wilkinson 功率分配器, 它的不足之处: 一是功率分配比在一定带宽内起伏比较大; 二是由于功分器的两分支线几何结构相差悬殊, 工艺上实现很困难, 如果加工精度不够好, 对分配比的影响较大, 对驻波也有一定影响。如果分配比再大些, 工艺上就无法实现了。若采用耦合器来实现, 由于常规的单面微带耦合器的耦合度一般低于 -10dB,

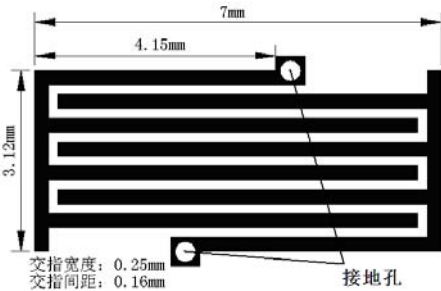
不能满足任意分配比的要求。而且其直通端和耦合端的输出相位一般是不相等的，如将其用于馈电网络中则一般需要进行相位补偿，直接用传输线补偿又会增大体积并影响带宽。所以实际工程应用中功率分配比在 3~10dB 之间缺少合用的平面电路器件。

近几年来，由于左手材料本身所具有的特性，对左手材料在微波及毫米波通信器件的研究得到广泛关注。Eleftheriades 和 Itoh 等人提出了利用具有平面结构的左手性传输线设计新型微波器件，与传统的微波器件相比，新型微波器件的性能得到了很好的改善^[1-2]。

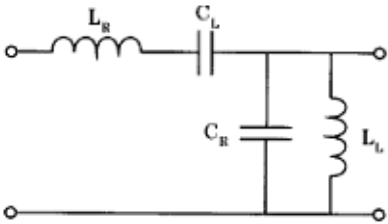
基于左手传输线的非对称性平行双线耦合器具有强耦合特性^[3-4]，甚至达到了准 0-dB 耦合，这样就为功率分配比相差 3~10dB 的微波器件的设计增加了选择。

2 左手传输线的人工实现

采用人工构造的左手传输线中由于不可避免的存在着右手传输线参数的寄生影响，所以纯理想的左手传输线是不存在的，实际中使用的是复合左右手传输线结构^[5]（CRLH TL）。本文所使用的单元模型结构尺寸如图 1（a）所示，它由串联交指电容和两个并联接地电感构成。将最外侧两交指线末端导带条加宽是为了便于工艺上加工实现方便。其中交指线宽度为 0.25mm,交指线之间的间距为 0.16mm。单元模型总长为 7.0mm, 宽度为 3.12mm。微带介质板选用 Rogers RT/5880 型号，介电常数为 2.2，厚度为 1.016mm。图 1（b）为其集总元件等效电路。



(a) 左手传输线结构尺寸



(b) 单元模型等效电路

图 1

3 器件的设计制作及测试结果

图 2 为利用左手传输线设计的分配比为 8:1 的耦合型功分器的结构版图。它由两条平行耦合线构成，其中上端为普通微带传输线，下端由四个左手传输线单元构成。图 3 为其 S 参数

幅度电磁仿真结果,从图中可以看出在 4.2GHz~5.0GHz 频带内,端口 2 和端口 3 之间的功率分配比接近 8:1,端口 4 为隔离端,输入端驻波小于 1.3。通过调节左手传输线单元数目和两条耦合线之间的间距,可以设计出任意分配比的功分器。图 4、图 5 为采用相似结构设计的功能器分配比分别为 6:1 和 4:1 的功分器电磁仿真结果。

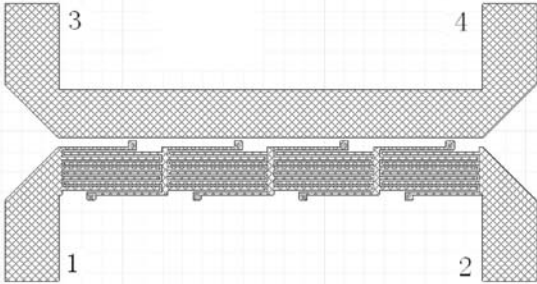


图 2 分配比为 8:1 的功分器的结构图

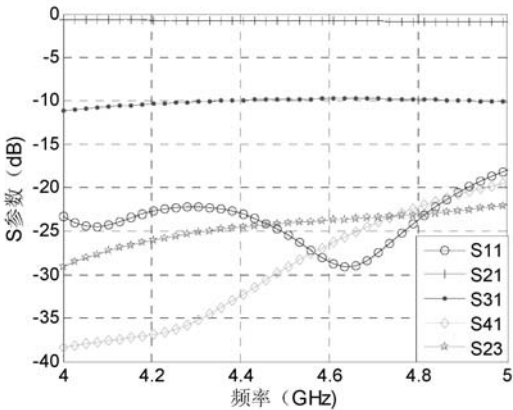


图 3 分配比为 8:1 的功分器 S 参数仿真结果

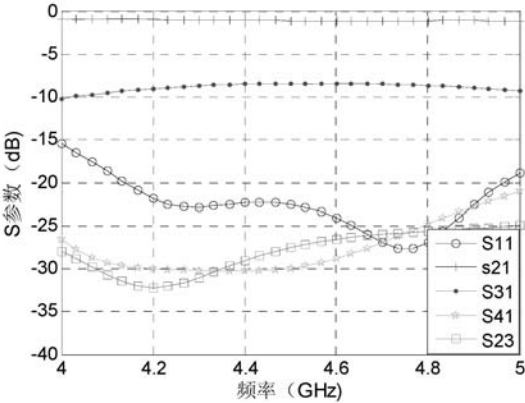


图 4 分配比为 6:1 的功分器 S 参数仿真结果

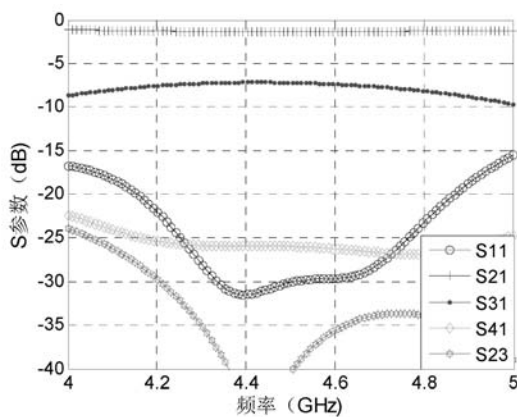


图 5 分配比为 4:1 的功分器 S 参数仿真结果

图 6 是本文加工制作的分配比为 4:1 的耦合型功分器实物照片，它是将平行双线耦合器的一条分支臂用左手传输线单元替代构成，矩形框内为四个单元左手传输线部分。将耦合器作为功分器使用时，为了减少端口数目，我们将耦合器的隔离端采用 50Ω 的贴片电阻匹配。对设计制作的功分器进行了实际测试，测试仪器采用 Agilent 公司的 N5230A 矢量网络分析仪。实际测试结果如图 7 所示：在 $3.6\sim 4.1\text{GHz}$ （带宽约 13%）频率范围内，功率分配比接近 6dB（4:1），分配比不平衡性小于 0.3dB，输出相位差不平衡性小于 3° ，输出端隔离大于 22dB，输入端驻波小于 1.3。通过减少左手单元数目或增大两条耦合线之间的间距，很容易实现更大的分配比，因此该类功分器可用于大分配比的功分网络设计中。

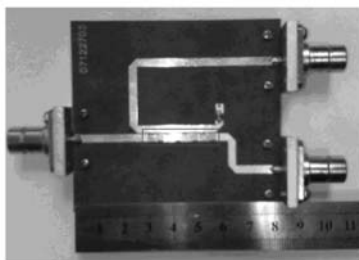
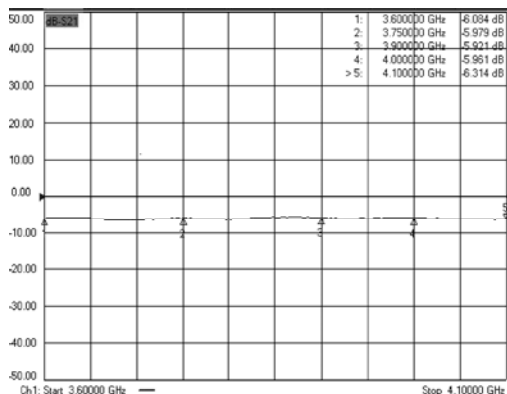
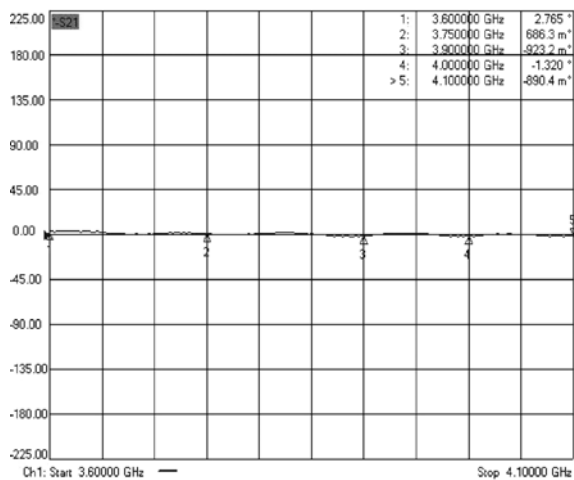


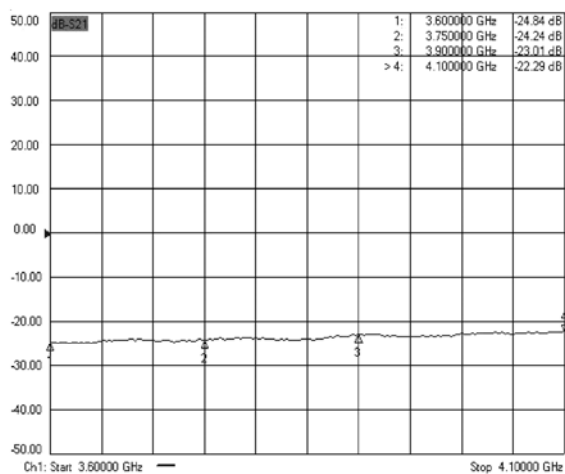
图 6 分配比为 4:1 的功分器实物照片



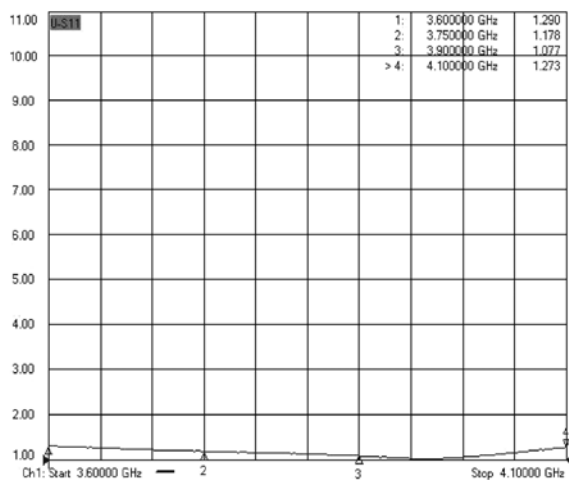
(a) 输出功率分配比



(b) 输出相位差



(c) 输出端隔离



(d) 输入端驻波

图7 测试结果

4 结论

将平行双线耦合器的一条分支臂用左手传输线替代, 利用左手传输线非对称耦合线的强耦合特性, 可以实现任意分配比功分器。设计制作了一个工作在 S 波段的分配比为 4:1 的耦合型功分器试验电路, 最后测试结果满足实际工程需要, 可将该功分器用于大分配比功分网络设计中, 以弥补传统功分器的不足。

参 考 文 献

- [1] M.A.Antoniades and G.V.Eleftheriades. A Broadband Wilkinson Balun Using Microstrip Metamaterial Lines. IEEE Antennas and Wireless Propagation,2005,209~212.
- [2] C.Caloz and T.Itoh. Electromagnetic metamaterial:transmission line theory and microwave applications. John Wiley&Sons,2006,205~206.
- [3] C.Caloz and T.Itoh. A Novel Mixed Conventional Microstrip and Composite Right/Left-Handed Backward-Wave Directional Coupler With Broadband and Tight Coupling Characteristics. IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL.14,NO.1,JANUARY 2004,31-33.
- [4] R.Islam,F.Elek and G.V.Eleftheriades.Coupled-line metamaterial coupler having co-directional phase but contra-directional power flow.ELECTRONICS LETTERS 4th March 2004 vol.40 No.5.

C/X频段功放链路幅相特性仿真分析

刘 峰 刘 波 田立卿

(北京遥测技术研究所, 北京 100076)

摘 要: 本文运用 C/X 频段放大器的仿真模型, 分别在 ADS 仿真平台上构建功放链路, 并运用谐波平衡仿真工具对其幅相特性进行仿真分析。主要考察饱和状态下的输出幅相随输入功率的波动、温度变化下的幅相特性及偏置补偿效果, 以及在输入端进行相位补偿时输出相位的变化效果等相应的指标, 最终在两个频段得到了近似的规律性结果, 对实践具有一定的指导意义。

关键词: 谐波平衡; 幅相特性; 偏置补偿; 相位补偿

Simulation And Analysis of The Amplitude/Phase Property in the C/X Band Power Amplifiers Chain

Liu Feng Liu Bo Tian Liqing

Abstract: This paper establishes the C/X band power amplifiers chain in the ADS environment by the use of spice models, and analyzes the amplitude/phase property with the harmonic balance simulator respectively. The paper mainly researches the amplitude/phase property with the changing of the input power in the saturation state, and the changing of the temperature. The paper also analyzes the effect of the bias compensation and phase compensation at the input, and finally gets the similar results in the both bands which has a value of the practice.

Subject terms: Harmonic balance; Amplitude/Phase property; Bias compensation; Phase compensation

0 前言

在工程应用当中, 为实现放大链路的幅度稳定性, 经常使发射链路的末级放大器进入深度饱和的工作状态^[1], 但由于此时放大链路工作于非线性状态, 其幅度和相位特性比较复杂。本文着眼于此, 在 C/X 频段构建功放链路, 对其进行仿真分析, 初步得到一些结论, 可对实践进行一定的指导。

1 C频段功放链路仿真分析

C 频段功放链路选用三级放大器级联而成, 前两级使用某一种放大器的仿真模型, 末级放大器使用另外一种器件, 首先对单个器件进行仿真与模块封装, 再把它们构成链路, 并令

放大链路的第二级放大器即进入饱和状态，使末级放大器进入深度饱和状态，以模拟要考察的工作状态。

1.1 输入功率波动对输出幅相特性的影响

就图上观察可知，当处于较深饱和状态的时候，输入功率波动 $\pm 1\text{dB}$ 时输出功率变化约为 0.3dBm ，相位的变化约为 0.6° ，可以看到，当饱和深度进一步加深（以功放可承受功率为限），幅度和相位的波动都要进一步减小。

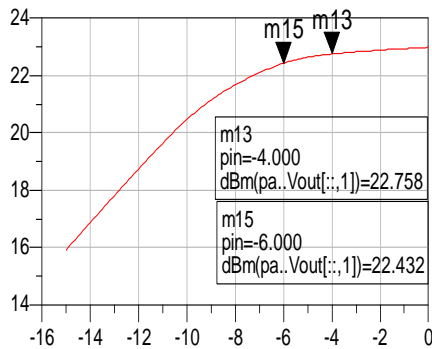


图 1 C 频段功放链路输出功率仿真曲线

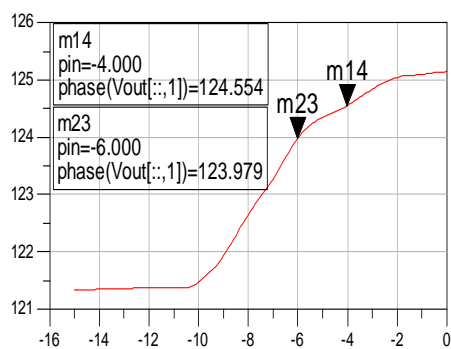


图 2 C 频段功放链路相位输出仿真曲线

下图 3 表明了该功放工作点近似为 3dB 压缩点，后续的仿真也将在该工作点处进行。同时对比图 2 图 3 可以看到链路的 P1dB 点（图 3 中的 m24）处的相位变化是最敏感的，而在线性工作范围内，输出相位基本保持不变。

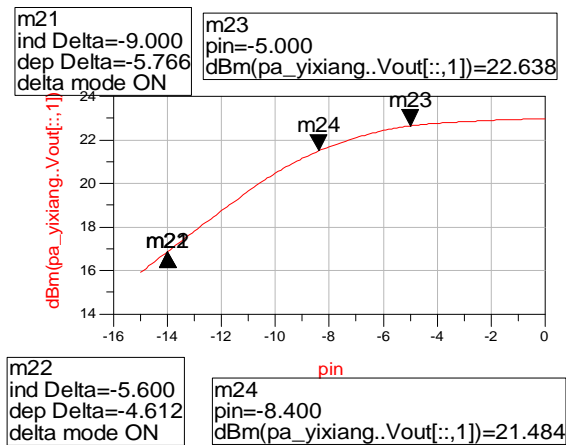


图 3 C 频段功放链路工作点的确定

1.2 温度变化下的输出幅相特性

下面分别在低温 -20°C 和高温 50°C 的条件下进行仿真，得到随温度变化的幅相特性曲线，常温的仿真温度为 25°C 。

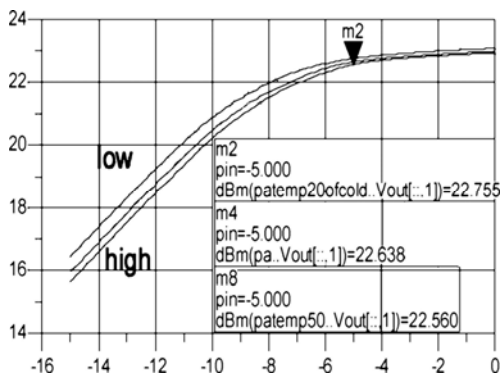


图 4 温度变化下 C 频段链路功率仿真曲线

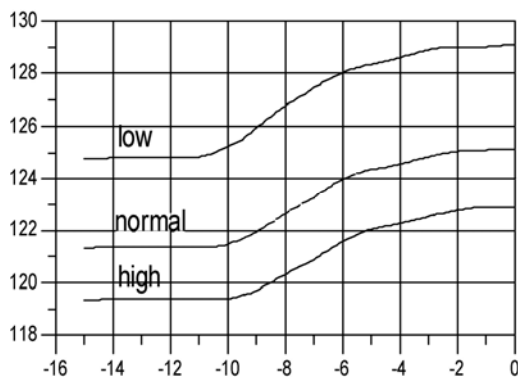


图 5 温度变化下 C 频段链路相位仿真曲线

所有图中标注 low 为低温状态，normal 为常温状态，high 为高温状态。可以看到，在选择输入功率点处，温度变化下的输出功率波动并不敏感，仅约为 $\pm 0.1\text{dB}$ ，但相位会有一个整体的偏移，变化相对较为明显。

1.3 偏置补偿和相位补偿对链路特性的影响

接下来，分别在高、低温的状态下对末级功放的偏置进行微调，力求补偿到常温下的功率输出状态，仿真曲线如下。

图 6 中标注 high 的线为 50°C 仿真状态下进行偏置补偿后的输出幅度曲线，此时末级功放的偏置由 3.3V 调整成 3.33V ，可以看到在确定的输入功率工作点处补偿后的输出与常温的输出基本一致。图 7 中为低温下的补偿结果，偏置由 3.3V 调成 3.25V ，标注 low 线为补偿后的结果，补偿效果也是令人满意的。同时看到偏置的调节会是一个细微的变化量。

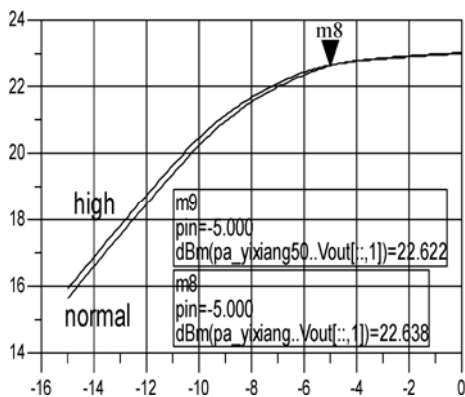


图 6 高温下的补偿输出曲线

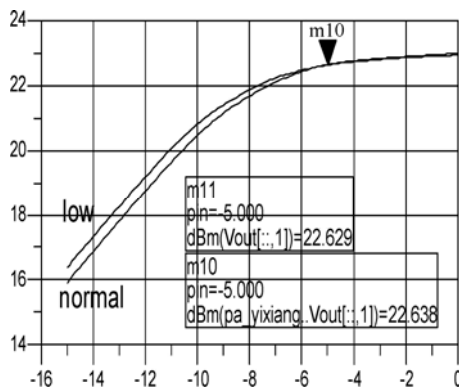


图 7 低温下的补偿输出曲线

图 8 所示为在高、低温状态下进行偏置补偿后输出的相位特性曲线，对比图 8 和图 5 我们可以看到偏置的微调对相位特性的影响非常小，几乎没有什么变化。

下面将考查功放链路在饱和和工作状态下，输入端的相位补偿对输出的影响，在链路的最前端加了一段 5° 的传输线，从图 9 中可以看到当功放链路分别处于线性区、饱和区以及深饱和区时，相位补偿的效果均比较理想，说明当链路处于饱和和工作状态下时在输入端进行相位补偿的手段是可行的。

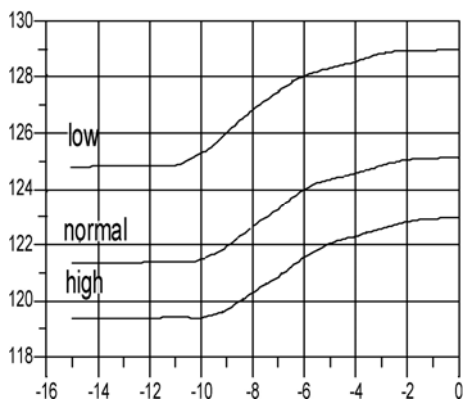


图 8 偏置补偿后的相位特性曲线

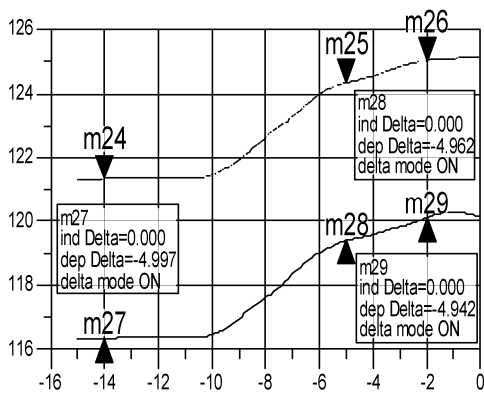


图 9 相位补偿的特性曲

2 X频段功放链路仿真分析

为验证 C 频段功率链路仿真得到的结论，下面将构建 X 频段功放链路对其进行类似的仿真分析。

X 频段功放链路的构建同 C 频段链路的基本思路一致，同样是采用 3 级放大器级联，前两级选择同一种管子，末级选择另外的管子，具体的仿真分析如下。

2.1 输入功率波动对输出幅相特性的影响

由图 10、图 11 和图 12，可以看到在我们选定的工作点处（5dB 压缩点），输入功率波动 $\pm 1\text{dB}$ 的时候，输出功率变化约为 0.35dBm 。相位的变化规律也基本与 C 频段特性相仿，只是由于 X 链路的末级功放相位特性的变化更为敏感，所以链路的输出相位特性波动较大。

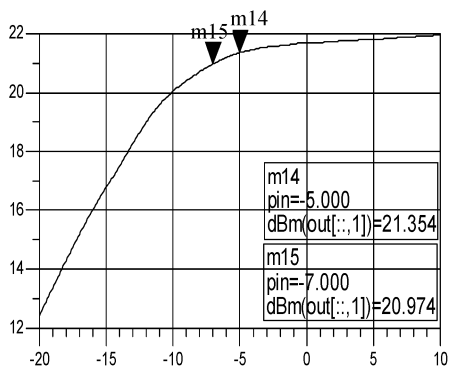


图 10 X 频段功放链路输出功率仿真曲线

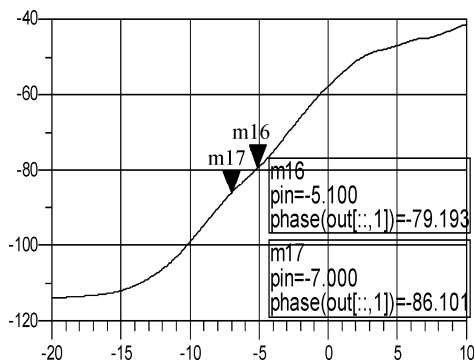


图 11 X 频段功放链路相位输出仿真曲线

2.2 温度变化下的输出幅相特性

温度变化的仿真设置同 C 频段一致，可以看到，仿真所体现的变化规律与 C 频段的链路特性大致相仿，细节上的差异是由器件的特性区别所引起的。

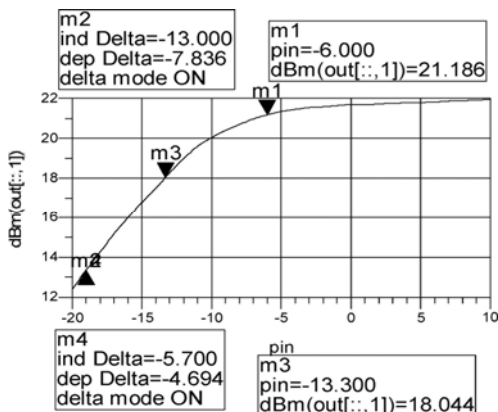


图 12 X 频段功放链路工作点的确定

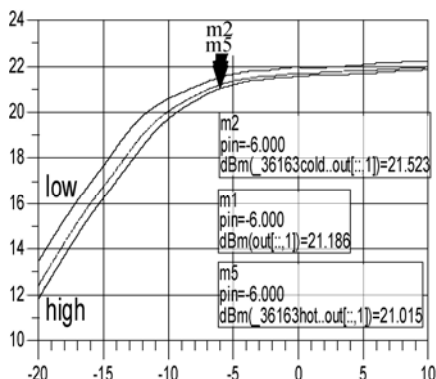


图 13 温度变化下 X 频段链路功率仿真曲线

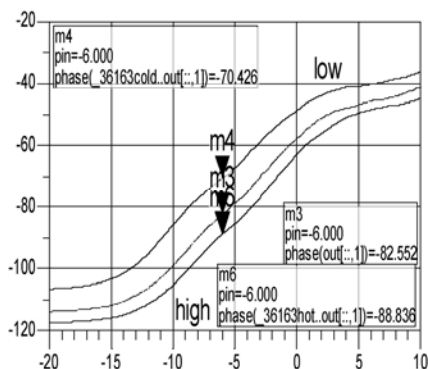


图 14 温度变化下 X 频段链路相位仿真曲线

2.3 偏置补偿和相位补偿对链路特性的影响

接下来，分别在高低温状态下对末级功放的偏置进行微调，来观察在 X 频段的补偿效果，仿真曲线如下。

图 15 中标注 high 的线为 50℃ 仿真状态下进行偏置补偿后的输出幅度曲线，此时末级功放的偏置由 4V 调整成 4.1V，图 16 中为低温下的补偿结果，偏置由 4V 调成 3.86V，标注 low 线为在 -20℃ 下进行补偿后的结果，二者的补偿效果都是基本令人满意的。

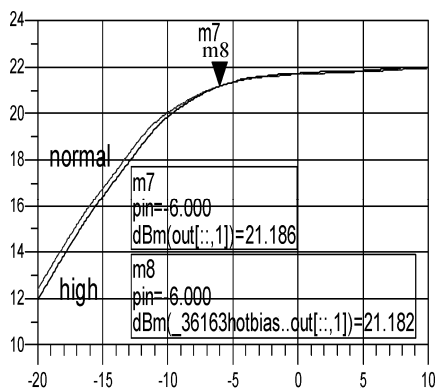


图 15 高温下的补偿输出曲线

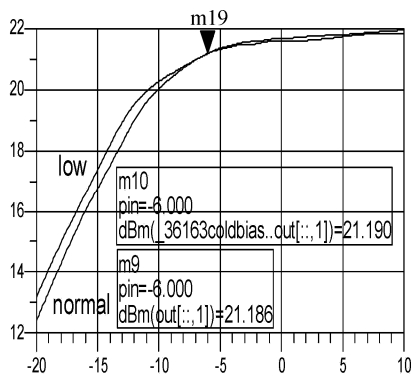


图 16 低温下的补偿输出曲线

图 17 所示为进行偏置补偿后输出的相位特性曲线，可以看到在 X 频段链路，偏置的微调对相位特性的影响依然并不明显。

接下来我们继续考查输入端的相位补偿对输出的影响，我们同样在链路的前端加了一段 5° 的传输线，从图 18 中我们可以看到这种相位调整的效果仍然基本不受功放工作状态的影响，是基本可以获得满意的相位补偿效果的。

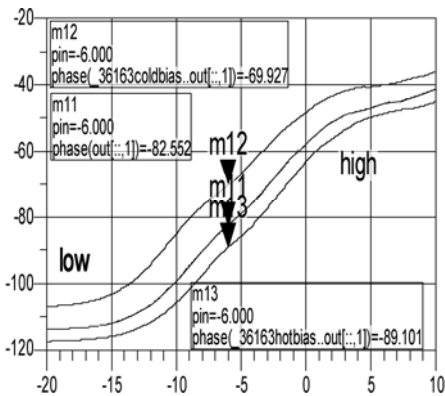


图 17 偏置补偿后的相位特性曲线

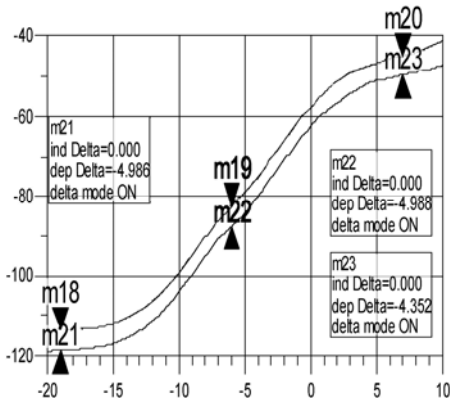


图 18 相位补偿的特性曲线

3 结论

由 C/X 频段功放链路仿真我们基本可以得到如下结论：

- (1) 选择合适的工作点，使末级功放进入适当深度的饱和状态，并辅以适当的末级功放偏置调节来保证输出功率幅度稳定的方法是基本可行的。
- (2) 对放大链路而言，当处于线性工作状态时，链路的相位基本保持不变，在 1dB 增益压缩点处相位特性的变化最剧烈，随着饱和深度的进一步加深，相位的变化也有变缓的趋势。同时，末级放大器偏置的微调对相位的影响很小。此外，在输入端进行相位调整来补偿输出的相位（如使用移相器等）是基本不受链路工作状态的影响的，基本上可以获得满意的输出相位状态。

(3) 在进行功放链路幅相稳定性调试的时候，应先通过上述措施稳定幅度，使输出功率对输入功率的变化不敏感，并实现全温度范围内的幅度稳定后再进行相位的补偿与调节。

但应注意到，本文所得到的结论受仿真模型、仿真条件及仿真算法等几个因素的制约，所得结论需要结合实验进行进一步的验证。

参 考 文 献

[1] 《中国集成电路大全》编委会. 微波集成电路. 北京：国防工业出版社,1995

基于认知无线电技术的射频前端在军事系统中的应用

刘庆军 田立卿 李秉常

(北京遥测技术研究所, 北京 100076)

摘 要: 本文介绍了认知无线电的基本概念和技术优势, 结合我所科研方向讨论了认知无线电在军工领域的应用, 并针对应用于认知无线电的射频前端关键技术做了初步探讨。

关键词: 认知无线电 射频前端

0 前言

随着通信技术快速发展, 无线电频谱资源日趋紧张。目前国际上普遍采用频谱固定分配的机制, 频谱如何有效的利用引发了业界的广泛思考。认知无线电技术相应地被认为是未来探索频谱特性、高效利用无线电频谱的主要手段之一。在军事系统中, 认知无线电也有着广阔的应用前景。

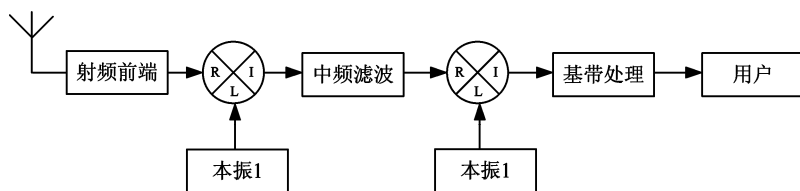
1 认知无线电概述

1999 年, Joseph Mitola 在软件无线电的基础上提出了认知无线电的概念。传统的无线电体系, 硬件设备和工作目的单一, 不能设置和更改。软件无线电的基本思想是要构造一个具有开放性、标准化、模块化的通用硬件平台, 通过软件完成各种数字功能, 并使宽带 A/D 和 D/A 尽可能的靠近射频天线, 将接收到的模拟信号尽快数字化, 最大程度地用软件来实现设备的各种功能, 从而实现高度灵活和开放的无线通信系统。认知无线电在软件无线电的基础上进一步拓展, 是指终端设备具备足够的智能或者认知能力, 通过对周围无线环境的历史和当前状况进行检测、分析、推理和规划, 利用相应结果调整自己的传输参数, 使用最适合的无线资源(包括频率、调制方式、发射功率等)完成无线传输。图 1(a)、(b)、(c)分别显示了传统的无线电结构、软件无线电结构和认知无线电结构物理层的框图。

从图 1 可以看出, 相对于软件无线电, 认知无线电可以根据空间环境和任务需要, 对射频前端和基带的参数都可以进行调整和设置, 从而实现整个系统的重构。

认知无线电思想起源于无线频谱分配的不均匀性。当今的无线网络频率资源是国际组织统一规划和分配的。随着无线业务的急剧增长, 频谱利用的不平衡性日益突出, 人们开始考虑在对合法用户不产生干扰的情况下使用已分配的许可频段, 这就需要设备自行感知周围的电磁环境并调整自己的传输参数。这样一种无线通信被称作认知无线电。

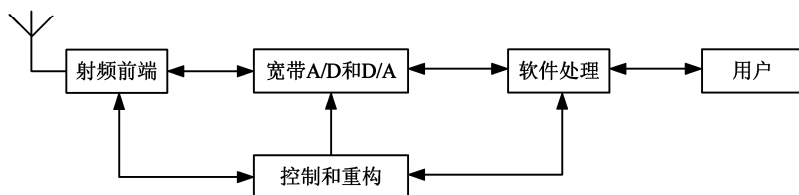
认知无线电具的两大特征是认知能力和重新配置能力。将认知无线电技术引入到军事应用, 在通信、侦察、干扰等领域都会有非常广阔的应用前景, 甚至可能实现军用电子系统一机多能和智能化, 从而更能适应未来战争的需要。



(a) 传统的无线电物理层结构



(b) 软件无线电的物理层结构



(c) 认知无线电的物理层结构

图 1

2 认知无线电的军事应用

能够自动的感知空间频谱并重构自己的工作参数是认知无线电的魅力所在。除了提高频谱利用率，认知无线电技术还有许多其他军事应用，如：

测控/通信一体化。对于国内的遥测站、测量船等，在没有测控任务而通信频率资源比较紧张时，可承担起通信的任务。利用闲置频谱资源和设备，可以作为通信使用而提高频谱资源和设备的利用率。即使处在工作状态，使用的带宽也只有几兆，大量的带宽被闲置，频谱资源浪费也显得十分突出。其他的军用设备，如卫星等也是如此。我们可以利用认知无线电技术动态地分配频谱，提高设备的利用率。

电子侦察。通过检测、分析，合理地设置射频接收设备参数，针对性地工作在敌方设备的工作频段，既可实现对敌方的侦察，又可大大的减少设备的数量。

干扰。雷达干扰和通信干扰是较早应用认知无线电思想的领域。有敌方目标需要干扰时，我方通过检测敌方的工作频率等相关参数，设置己方的工作状态，对敌方信号动态地实行干扰。

反侦察与反干扰。当敌方针对我方的工作频率进行干扰时，我方设备可利用认知无线电技术，通过感知空间的无线环境，自动切换工作频率，避开敌方的干扰。

认知无线电在不同领域的应用，进一步推动了认知无线电技术的发展，在不远的将来甚至可能出现测控/通信、侦察/干扰一体化的多能无线电子设备。

3 适应认知无线电的射频前端关键技术

认知无线电系统的核心是射频前端和基带处理单元，每部分都可重新配置以适应实时改变的射频环境。基带处理单元本质上与现存的无线通信等系统是相像的，认知无线电的新颖之处就在于射频前端具有宽带感知能力和实时重新配置能力。这种能力与宽带天线、放大器、自适应滤波器等射频硬件技术息息相关。我们以一个通用的射频前端为例，讨论射频部件的关键技术。图 2 所示为一个通用的宽带射频前端结构图。

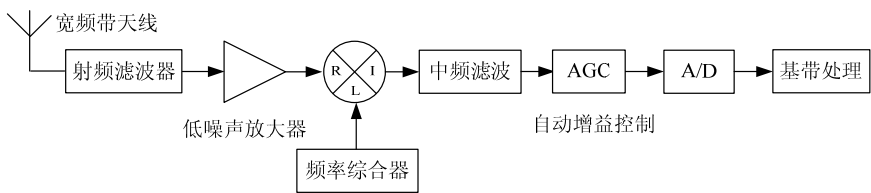


图 2 通用宽带射频前端结构

天线：天线要求是宽频带，能处理系统要求的带宽之内的任何信号，采用不同形式的天线带宽甚至可达 10 个倍频程以上。

射频滤波器：通过带通滤波选择所需要的频段的接收信号。既可以用可调谐的宽带滤波器实现，也可以用开关滤波器组实现。可调谐的宽带滤波器可根据需要设置滤波器的工作频带和带宽，从而达到选频的目的。其优点是设备量少；缺点是技术难度较大，响应时间长。采用开关滤波器组的方式，通过开关选择需要的滤波器工作，优点是控制简单，响应时间短，缺点是需要滤波器和开关多，体积大。

低噪声放大器（LNA）：对所需信号进行低噪声放大。超宽带低噪放的发展比较迅速，目前已有单片的超宽带的低噪放，如工作在 1~18GHz、0.5~20GHz 的低噪放。要获得更加理想的噪声指标，通常采用开关和低噪声放大器组的形式实现。

频率综合器：产生所需要的本振频率信号，送至宽带混频器，将接收信号转换到基带或者中频处理。可以通过切换不同的振荡器产生所需要的宽带本振信号；也可以采用宽带振荡器产生，目前，跨倍频程的 VCO 技术发展也比较迅速，采用钽铁石榴石单晶（YIG）材料制作的振荡器，单个器件可以完成 2-26.5GHz 的连续调谐工作。

信道选择滤波器：用于选择所需的信道并抑制邻道干扰。

自动增益控制（AGC）：能够在很宽的动态范围内调整增益，使输出功率恒定。

在这个结构中，为了提供宽带频谱感知能力，CR 的射频前端部件必需能够覆盖到宽频带范围内的任意频带。接收的信号通过放大、混频和 A/D 转换等步骤后送入基带处理，进行频谱感知或数据检测。宽带射频前端面临的主要难题是射频前端需要在大的动态范围内检测弱信号。为此，需要采样速率高达几吉赫兹的高速 A/D 转换器，并且要求超过 12 比特的高分辨率。为了降低这一需求，可以考虑通过陷波滤波器滤除强信号，降低信号的动态范围；或采用智能天线技术，通过空域滤波来实现强信号的滤除。

4 认知无线电的发展和未来展望

无论在民用还是军用领域，认知无线电的研究与应用都处于起步阶段，各标准化组织和行业联盟也纷纷开展相关的研究。在民用领域，IEEE 提出的 802.22 和 WiMAX 提出的 802.16h 都是认知无线电的简单应用。在军用领域，美国国防部高等研究计划署（DARPA）于 2003 年成立了下一代通信计划（XG），着眼于开发认知无线电的实际标准和动态频谱管理标准，该计划将研制以认知无线电为核心的系统方法和关键技术，以实现动态频谱接入和共享。XG 称其论证的频谱效率可使目前的频谱利用率提高 10~20 倍。

虽然目前认知无线电技术的发展目前还存在一些政策障碍和技术难点，但在不久的将来关于认知无线电的软硬件技术都将会获得突破性的进展，推动认知无线电走向实用化。

参 考 文 献

- [1] 李兴华 “基于软件无线电与认知无线电的空间信息获取”，电磁信息技术第四届学术年会论文集，2007。
- [2] Joseph Mitola III “Cognitive Radio An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio”，Royal Institute of Technology (KTH)，Tele informatics Electrum 204，SE-164 40 Kista Sweden，TRITA-IT AVH 00:01，ISSN 1403-5286，ISRN KTH/IT/AVH—00/01—SE，8 May, 2000
- [3] Joseph Mitola III “COGNITIVE RADIO ARCHITECTURE -The Engineering Foundations of Radio XML”，A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION
- [4] 周小飞 张宏纲 “认知无线电原理及应用”，北京邮电大学出版社，2007

窄边波导缝隙行波阵的低副瓣设计

史永康 丁晓磊 丁克乾 徐磊 赵波

(北京遥测技术研究所, 北京 100076)

摘要: 本文运用 HFSS 对窄边波导缝隙行波阵进行仿真设计, 提出了一种切实可行的设计方法, 通过初始设计和修正设计得到了 Ku 频段仿真副瓣低于-38.5dB、实测副瓣低于-35.5dB 的结果。

关键词: 窄边波导缝隙阵 行波阵 低副瓣 HFSS

0 前言

随着雷达抗干扰要求的提高, 越来越需要低或超低副瓣天线。波导缝隙阵天线具有口径分布便于控制的优点, 因此易于满足天线低副瓣的要求, 因此, 广泛应用于雷达、通讯等领域。

窄边波导缝隙阵天线设计中的主要问题是如何设计各缝隙尺寸来实现所选定的口径分布。由于窄边波导缝隙阵中缝隙之间存在很强的外部互耦, 因此阵列环境在设计过程中必须予以考虑。

传统设计通过“缝隙电导函数”来计入单元间的互耦, 这种设计方法脱离实际阵列环境, 对于边缘效应考虑得不够充分, 但可以做为初始设计。

初始设计之后, 对整阵仿真, 进行修正设计, 使各单元幅度、相位逼近理论口径分布。这样就将实际阵列环境考虑在内, 可以得到接近理论副瓣的仿真值。

1 初始设计

设计这类天线时, 一般先根据方向图要求(如主瓣宽度和副瓣电平)选定口径分布及阵列长度。这一问题可分两步来解决:

- (1) 根据选定的口径分布计算所要求的各缝隙电导, 即计算“缝隙电导分布”;
- (2) 确定缝隙电导与其尺寸的关系——“缝隙电导函数”, 从而依据缝隙电导分布确定各缝隙尺寸。

1.1 缝隙电导分布的确定

设有一根 N 个等倾角的终端接匹配负载的窄边波导缝隙阵, 其等效电路如图 1 所示。

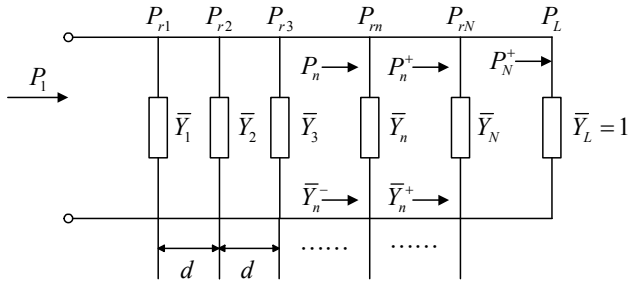


图 1 N 个等倾角的终端接匹配负载波导窄边缝隙阵

其中, $\bar{Y}_n = g_n + jb_n$ 为第 n 个缝隙计入外部互耦后的归一化等效导纳。则缝隙导纳与激励幅度存在如下关系:

$$g_i = \frac{E_i^2 q^{-i+1}}{\frac{1}{\eta} \sum_{j=1}^N E_j^2 - \sum_{j=1}^i E_j^2 q^{-j+1}} \quad (i=1,2,3,\dots,N) \quad (1)$$

其中, E_i 代表给定的第 i 个缝隙的口径激励系数, η 为天线效率, 设波导衰减常数为 α , 则 q 的表达式为

$$q = e^{-2\alpha d} \quad (2)$$

表示波导内传输的行波功率经过间距 d 后减小到 q 倍, 理想情况下, $q=1$ 。

由式 (1) 可知, 若已知每个缝隙单元的激励系数和天线的效率, 即可求得每个缝隙所需的等效导纳。因此, 设计该缝隙阵的关键在于确定缝隙尺寸与等效导纳之间的关系, 即确定缝隙电导函数。

1.2 缝隙电导函数的确定

图 1 等效电路中, 缝隙导纳是计入外部互耦后的等值导纳。 $\bar{Y}_n = g_n + jb_n$ 为第 n 个缝隙的归一化等值导纳, $\bar{Y}_n^+ = g_n^+ + jb_n^+$ 为第 n 个缝隙右边向负载看去的归一化等值导纳, $\bar{Y}_n^- = \bar{Y}_n + \bar{Y}_n^+$ 为第 n 个缝隙左边向负载看去的归一化等值导纳, P_{rn} 为第 n 个缝隙的辐射功率, P_n^+ 为第 n 个缝隙右边向负载传输的功率, P_n^- 为第 n 个缝隙左边向负载传输的功率。

由等效电路可知, 第 n 个缝隙的归一化等值电导为

$$g_n = \frac{P_{rn}}{P_n^+} g_n^+ \quad (3)$$

通常都可近似认为波导内传输行波, 此时 $g_n^+ \approx 1$, 故

$$g_n = \frac{P_{rn}}{P_n^+} \quad (4)$$

又有 $P_{rn} = P_n - P_n^+$, $P_{n+1} = qP_n^+$, $q = e^{-2\alpha d}$, α 为衰减常数, 则由上式可得

$$g_n = q \left(\frac{P_n}{P_{n+1}} \right) - 1 \quad (5)$$

将每个缝隙的相对辐射功率都看成相同, 则

$$\frac{P_1}{P_L} = \frac{P_1}{P_2} \cdot \frac{P_2}{P_3} \dots \frac{P_N}{P_L} = \left(\frac{P_n}{P_{n+1}} \right)^N \quad (6)$$

将式 (6) 代入式 (5) 中得

$$g = q \left(\frac{P_1}{P_L} \right)^{\frac{1}{N}} - 1 = q r^{\frac{1}{N}} - 1 \quad (7)$$

根据网络理论，匹配负载相对吸收功率 r 可表示为

$$r = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (8)$$

为了简化计算，可做如下假设：

- (1) 因行波近似，所以 $|S_{11}| \approx 0$ ；
 - (2) 假设波导损耗近似为 0，即 $\alpha = 0$ ；
- 则式 (7) 变为

$$g = |S_{21}|^{\frac{2}{n}} - 1 = 10^{\frac{20 \log_{10} |S_{21}|}{10N}} - 1 = 10^{\frac{A}{10N}} - 1 \quad (9)$$

其中 A 是以 dB 数表示的 $|S_{21}|$ 。

因此，为了得到计入互耦的缝隙电导，可在波导窄边上开 N 个尺寸完全相同的缝隙，各缝隙间距与实际间距相同，相邻缝隙也交替倒向。只需知道散射参数 S_{21} ，便能求得单个缝隙在阵中的平均电导值。

固定缝隙倾角，调整缝深，直至等效电导在随频率变化的曲线上的最大值对应于工作频率，此时，缝深即为谐振缝深，记录谐振缝深和等效电导，然后每间隔一定角度重复一次上述过程。最后对缝深和等效电导做插值，就可以得到以缝隙倾角为变量的缝隙电导函数。

2 修正设计

将初始设计得到的各缝隙尺寸代入模型进行仿真，得到此时的口径分布。调整缝隙尺寸使设计口径分布逼近理论值。

3 仿真及测试结果

我们先仿真设计了一 Ku 频段天线。理论口径分布为 taylor 分布 (SLL=-40,n=8)，线阵长 100λ。

图 2 为初始仿真得到的远场方向图，副瓣低于-35dB，图 3 为修正仿真得到的远场方向图，副瓣低于-38.5dB。图 4 为实测方向图。从图中可以看出，方向图副瓣低于-35.5dB，考虑到加工及装配的误差，此测试方向图较为理想。

后我们又用相同方法仿真了一相同参数的 Ka 频段的的天线，仿真副瓣约-38dB，如图 5 所示。

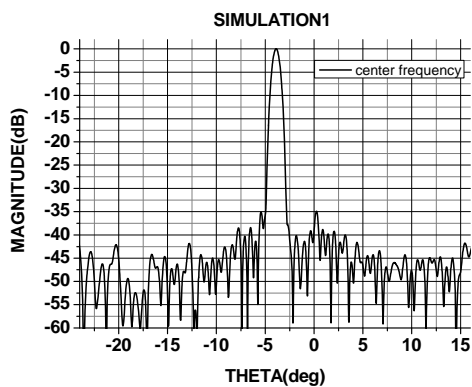


图 2 Ku 频段初始设计仿真方向图

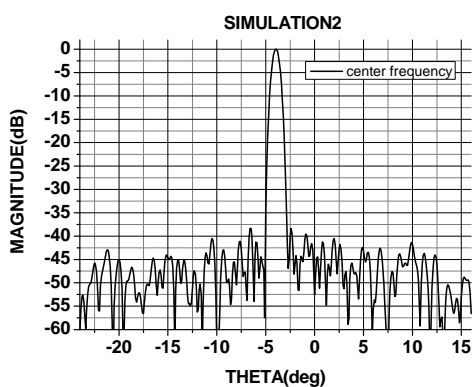


图 3 Ku 频段修正设计仿真方向图

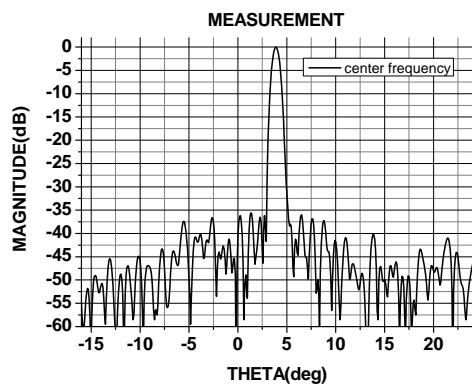


图 4 Ku 频段实测方向图

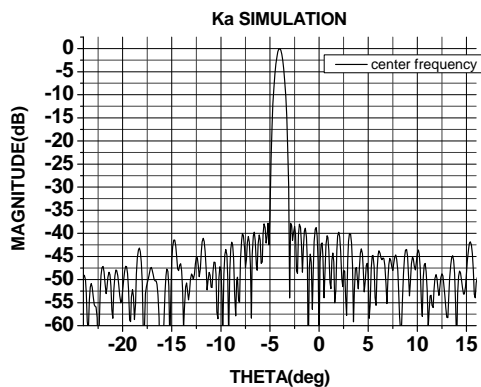


图 5 Ka 频段仿真方向图

4 结束语

本文利用 HFSS 高频电磁仿真软件仿真设计了一长为 100λ 的 Ku 频段窄边波导缝隙行波线阵，初始设计副瓣低于-35dB，修正设计副瓣低于-38.5dB,实测副瓣低于-35.5dB，证明了所采用的设计方法是切实可行的。

参 考 文 献

- [1] 钟顺时,《波导窄边缝隙阵天线的设计》,《西北电讯工程学院学报》,1976, NO.1, PP165~184

采用数学方法实现环路滤波器设计

潘成冬 延 波 徐锐敏

(电子科技大学 微波工程系, 四川成都 610054)

摘 要: 本文介绍一种简单实用的环路滤波器数学设计方法。首先分析了频率合成器的传递函数, 然后推导出有源二阶锁相环环路滤波器的设计方法。最后给出并比较了采用数学软件 MathCAD 以及锁相环仿真软件 Agilent 的 ADS 以及 ADI 的 SimPLL 得出的环路带宽和相位余量的仿真结果。

关键词: 环路滤波器, 频率合成器, 传递函数, 环路带宽

Design of loop filter using mathematical method

Chengdong Pan, Bo Yan and Ruimin Xu

(Microwave Engineering Department, UESTC, Chengdu 610054)

Abstract: In this paper, a simple and practical mathematical method of loop filter design is introduced. First, the transfer functions of frequency synthesizer are analyzed; then, loop filter design method of active 2nd order PLL is deduced. Finally, simulation results of loop bandwidth and phase margin, getting from mathematical software, MathCAD, and PLL simulation software, Agilent's ADS, ADI's SimPLL, are given and compared.

Keywords: Loop filter, Frequency synthesizer, Loop bandwidth, Phase margin

1 引言

频率源是现代射频和微波电子系统的核心, 其性能直接影响整个电子系统的功能, 成为非常重要的部件。

频率源分为两大类: 自激振荡源和合成频率源。其中合成频率源的主要优点是频率稳定度高, 尤其相位噪声低, 使用灵活、控制方便、性能优越。而缺点是成本高、技术难度大。现代工程设计中对频率源的频率稳定度、精确度、频率范围等技术指标的要求越来越高。要满足现代电子系统的这些要求在很多情况下必须使用频率合成技术。

频率合成器的环路滤波器是非常中重要的部件, 它决定着环路带宽、稳定性等重要指标。因此为了获得稳定而最优相噪的频率合成器, 一个合适的环路滤波器是必须的。

2 频率合成器的原理框图

频率合成器由参考晶振、鉴频鉴相器、环路滤波器、分频器和压控振荡器组成^[1]。频率合成器的原理框图，如图 1 所示。

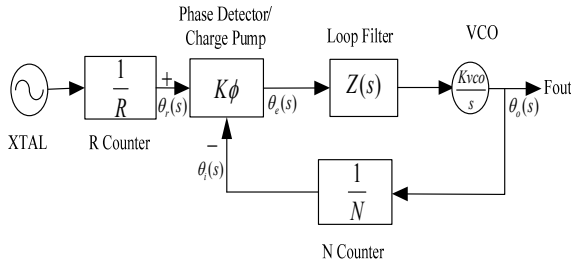


图 1 频率合成器的原理框图

图中， $K\phi$ 为鉴相器的鉴相斜率； $Z(s)$ 为环路滤波器的传递函数； $Kvco$ 为压控振荡器压控斜率； R 和 N 为分频器分频比。

下面讨论频率合成器的传输函数。运用传输理论^[2]，可得到下面的传递函数，前向增益 $G(s)$ ，反向增益 $H(s)$ ：

$$\begin{aligned} G(s) &= \theta_o(s) / \theta_e(s) \\ &= K\phi \cdot Z(s) \cdot Kvco / s \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} H(s) &= \theta_i(s) / \theta_o(s) \\ &= 1/N \end{aligned} \quad (2)$$

对式 (1)、(2) 进行整合，得到开环传递函数 $GH(s)$ 、闭环传递函数 $LP(s)$ 以及误差传递函数 $HP(s)$ 。

$$\begin{aligned} GH(s) &= H(s) G(s) = \theta_i(s) / \theta_e(s) \\ &= K\phi \cdot Z(s) \cdot Kvco / Ns \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} LP(s) &= \theta_o(s) / \theta_r(s) = G(s) / [1 + H(s) G(s)] \\ &= N \cdot \frac{GH(s)}{1 + GH(s)} \\ &= N \cdot \frac{K\phi \cdot Z(s) \cdot Kvco / Ns}{1 + K\phi \cdot Z(s) \cdot Kvco / Ns} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} HP(s) &= \theta_e(s) / \theta_r(s) = 1 / [1 + H(s) G(s)] \\ &= \frac{1}{1 + GH(s)} \\ &= \frac{1}{1 + K\phi \cdot Z(s) \cdot Kvco / Ns} \end{aligned} \quad (5)$$

在进行频率合成器设计时，参数 $K\phi$ ， $Kvco$ ， N 都是已知，只有环路滤波器的传递函数 $Z(s)$ 未知。环路滤波器设计的好坏决定了锁相环的两个重要参数：环路带宽 (f_x) 和相位余量 (ϕ)，因此环路滤波器设计是十分重要的。实际工程中，最常用的是一阶和二阶锁相环。对于这些锁相环的通常采用阻尼系数 (ζ) 和固有频率 (ω_n) 的经典线性系统理论来进行计算。

但是，阻尼系数和固有频率不能用于 2 阶以上的锁相环。现在，一般用软件来进行高阶锁相环的设计，但是，仍然可以用比较简单的数学方法来进行设计。下面将介绍一种可以用于各阶锁相环设计的数学方法。

3 有源比例积分滤波器的二阶环路设计

图 2 所示为采用有源比例积分滤波器的二阶环路，其环路滤波器为有源比例积分滤波器^[3]。

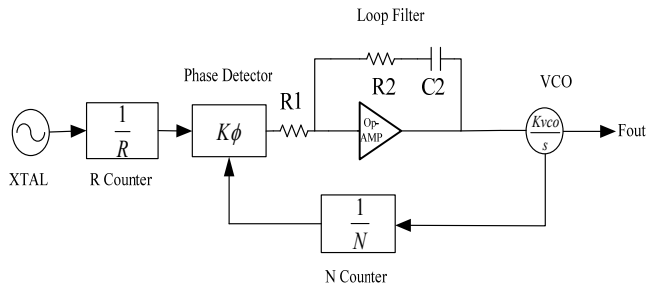


图 2 采用有源比例积分滤波器的二阶环路

环路滤波器传递函数为：

$$Z(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{s + 1/R_2 C_2}{s} \tag{6}$$

将式（6）代入式（3），得到开环传递函数 GH（s）为：

$$\begin{aligned} GH(s) &= -\frac{K\phi \cdot Kvco}{Ns} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{s + 1/R_2 C_2}{s} \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{K\phi \cdot Kvco}{N} \cdot \frac{s + 1/R_2 C_2}{s^2} \end{aligned} \tag{7}$$

令 $s = jf$ ，其中， s 单位为弧度， f 单位为赫兹。然后开环传递函数 GH（s）变为：

$$GH(jf) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{K\phi \cdot Kvco}{N} \cdot \frac{f + 1/2\pi R_2 C_2}{f^2} \tag{8}$$

假定，

$$|GH(jf_x)| = 1 \tag{9}$$

f_x 为开环增益为 1 时的频率，即环路带宽，但直接求上式，尤其当环路比较复杂时，几乎是不可可能的，因此为了求出式（9），需要用到接下来提出的假设^[4]。

回到图 2，去掉环路滤波器中的电容。锁相环就从二阶环变成了一阶环，这样就能够得到：

$$f_x = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{K\phi \cdot Kvco}{N} \tag{10}$$

得到环路带宽后，相位余量 ϕ 也就可以求出了，

$$\phi = 180 - \arg|GH(jf_x)| \tag{11}$$

相位余量是和频率合成器稳定性相关的。如果相位余量太小，就会导致系统不稳定，太大又会导致系统锁定能力下降。实际中，相位余量一般选取在 35 到 55 度之间，而且这时候系统可能具有最快的锁定速度^[4]。

为确保相位余量在 35 到 55 度之间，下面假设被给出，锁相环的零点 Z_{ero} 和极点 P_{ole} 应该为：

$$Z_{ero} \approx \frac{1}{4}f_x \sim \frac{1}{2}f_x$$

$$P_{ole} \approx 1.5f_x \sim \infty$$

期中零点越靠近环路带宽 f_x ，极点越远离环路带宽 f_x ，相位余量越差。

由式（6），可知环路零点为：

$$Z_{ero} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \tag{12}$$

因此选定最佳环路带宽后，由上面的推导公式就可以计算出环路滤波器的参数。在计算环路参数时可以给定 R_1 或者 R_2 ，它们可以为任意值，但是不能太大，因为太大会引入更多的热噪声。在这里，假设 R_1 为一特定值，根据式（10），可以得到 R_2 ，

$$R_2 = \frac{NR_1 \cdot f_x}{K\phi \cdot Kvco}$$

将 R_2 带入式（12）得到 C_2 。这样，整个环路滤波器就设计完成。

4 结果分析

图 3 所示为采用有源比例积分滤波器的三阶环路，其环路滤波器为有原比例积分滤波器。

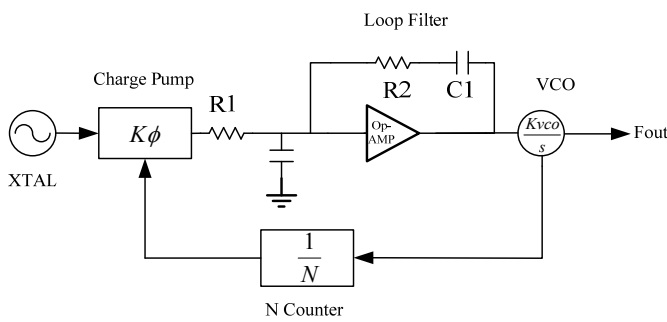


图 3 采用有源比例积分滤波器的三阶环路

下面将设计一个，环路带宽： $f_x=100\text{Hz}$ ；相位余量： $\phi=45^\circ$ 的锁相环。其中，鉴相器的鉴相斜率（此处为一电流泵，因此用电流（ I_{CP} ）来代替鉴相斜率）： $I_{CP}=5\text{mA}$ ；压控振荡器压控斜率： $Kvco=170\text{ Hz/V}$ ；分频比： $N=10$ 。根据上面的公式，求出： $R_1=3160\Omega$ ， $C_2=0.2\mu\text{F}$ ， $R_2=7392\Omega$ ， $C_1=0.52\mu\text{F}$ 。

下面将给出仿真结果。图 4 所示为采用 MathCAD 及 ADS 的开环增益和相位余量的仿真结果。

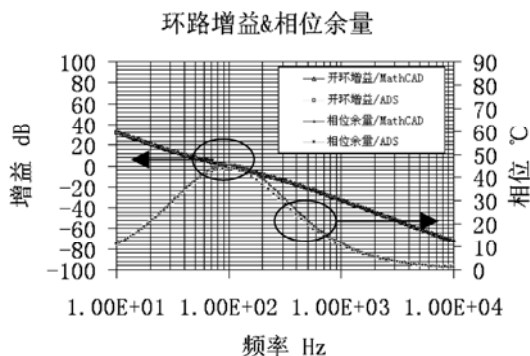


图 4 开环增益、相位与对数频率关系

图 5 所示为采用 SimPLL 仿真的结果。

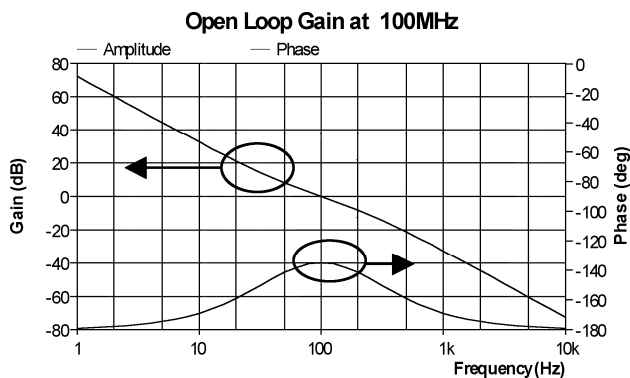


图 5 开环增益、相位与对数频率关系

由图 4 和图 5 可知,MathCAD 的出的仿真结果与用 ADS 和 SimPLL 得出的仿真结果很一致,都很好的满足了设计指标。因此得出前面推导的计算环路滤波器的方法是可行的。

5 结束

本文采用一种简单实用的数学方法进行环路滤波器设计。经过与专业锁相环软件所得到的结果进行比较,验证了这是一种可行的数学方法。虽然,现在锁相环的设计,可以利用专业的软件,但是通过数学建模进行设计可以更深刻的了解锁相环设计原理,最终可以减少调试时的工作,加快设计进程。

参 考 文 献

- [1] 张厥盛, 郑继禹, 万心平. 锁相技术. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1994
- [2] 吴麟, 王诗宓. 自动控制原理. 清华大学出版社, 2006
- [3] 姚剑清 (译), 锁相环技术. 人民邮电出版社
- [4] 锁相环设计资料, 安捷伦

W波段波导—共面波导过渡的研究与设计

马晓星 徐锐敏 詹铭周

(电子科技大学 电子工程学院 电磁场与微波工程系)

摘要: 本文介绍了一种 W 波段波导—悬置微带—共面波导过渡的设计。采用分段优化的方法,将过渡分为波导—悬置微带过渡和悬置微带—共面波导过渡,利用高频分析软件 CST 分别进行仿真优化,最后再将两部分结合起来进行总体的细微调节。仿真的结果在 90-100GHz,回波损耗大于 20dB。

关键字: W 波段, 波导—共面波导过渡, CST

STUDY OF W-BAND WAVEGUIDE-TO -CPW TRANSITION

Xiaxing Ma, Ruimin Xu, Mingzhou Zhan

(School of Electronic and Engineering, University of Electronic Science and Technology, Chengdu 610054, China)

Abstract: A W-band waveguide-to-CPW transition has been studied and deigned. This paper adopted a section simulate method, which divided this whole transition into waveguide-to-microstrip transition and microstrip-to-CPW transition, simulated and optimized them respectively, and then combined those two transitions and simulated and optimized together. The results calculated by commercial software CST has been represented, the return loss above 20 dB was obtained in 90-100 GHz.

Key Words: W-band, waveguide-to-CPW transition, CST

1 引言

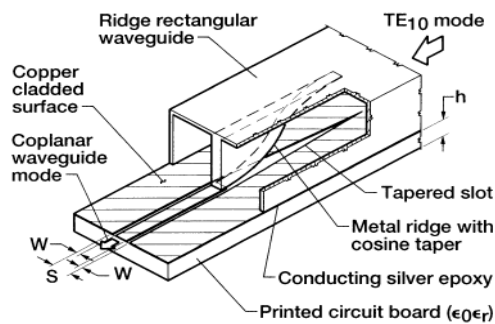
随着微波毫米波技术的广泛应用,低成本、高可靠性的毫米波 MIC 和 MMIC 电路的使用也日趋广泛。由于共面波导适用于和多种有源器件相联结,因而它成为微波毫米波集成电路中的重要传输线形式已在越来越多的场合取代波导。然而,在毫米波频段,大多数实验设备是以矩形波导作为输入端的接口,这就要求寻找一种低损耗、易制造的波导与共面波导之间的过渡。因此,如何实现有效的波导与共面波导的过渡就成了微波毫米波技术研究的重要内容。

本文研究设计了一种波导—悬置微带—共面波导的过渡,从标准波导 BJ-900 过渡到共面波导,基片采用 RT/Duroid5880 (介电常数 2.2,厚度 0.127mm),通过高频分析软件 CST 对过渡结果进行了仿真和优化,在 90-100GHz 频段,回波损耗大于 20dB。

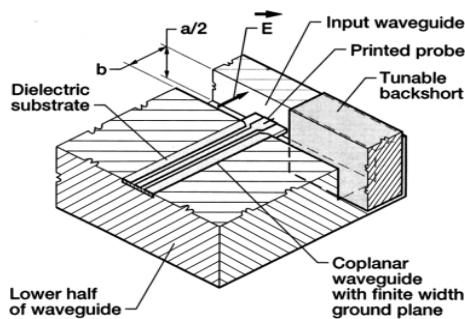
2 波导—共面波导过渡的设计

2.1 常用结构

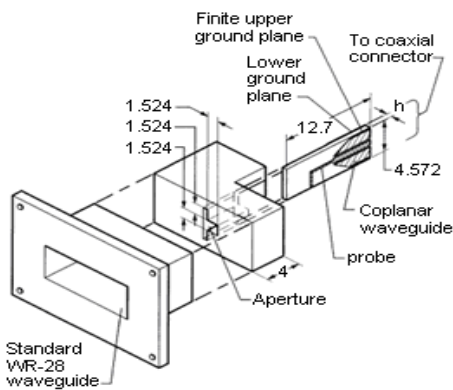
如图 1 所示，波导到共面波导的过渡可以采用很多种方式，（1）通过脊波导过渡，（2）通过耦合探针过渡，（3）通过波导端馈式过渡，（4）通过金属柱馈电过渡。



(1)



(2)



(3)

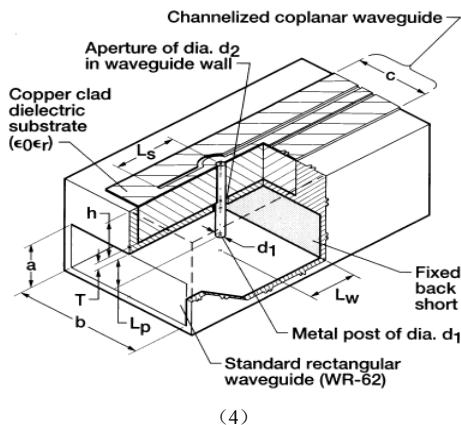


图1 波导到共面波导过渡的几种结构

基于建模仿真和调试的考虑，通常选用探针耦合过渡方式，分析方法和波导—微带探针过渡类似，即在波导宽壁上开一窄槽，槽缝尺寸应尽可能小以减小其对波导内场强分布的影响。共面波导经该槽缝延伸至波导内，延伸部分为介质以及其上的中心带线作为探针从波导耦合传输能量，而两边的接地带线在波导外渐变截止，在探针部分与共面波导线之间也可以用阻抗变换器以实现探针与共面波导的阻抗匹配。实际加工中，波导末端采用短路活塞进行调节。

2.2 波导—共面波导过渡的设计

本节详细介绍了论文中所涉及的 W 频段波导—共面波导探针过渡器的设计过程，并利用三维场仿真软件 CST 进行仿真优化。在这里我们采用了波导—悬置微带—共面波导过渡，并采用了分段优化的方法，将过渡部分分为波导—悬置微带过渡和悬置微带—共面波导过渡，最后再将两部分结合起来进行总体的细微调节。

图2给出的是波导到共面波导过渡的电路图，总的过渡结构分为两个部分。第一部分是 A 到 B 之间的波导-悬置微带探针过渡；第二部分是 B 到 C 之间的悬置微带-共面波导过渡，采用的指数函数鳍线形式过渡。

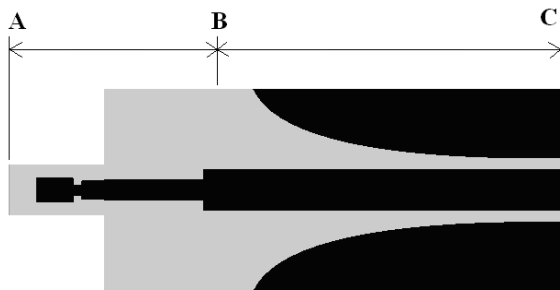


图2 波导—共面波导过渡电路拓扑图

波导-悬置微带探针过渡是应用较为广泛的过渡形式，它具有插入损耗低，驻波校，重复性好等优点，这种过渡结构是从同轴探针发展而来，波导能以垂直和平行于微带电路所在平

面的方向与微带相连。通过一段起耦合探针作用的微带线把波导中的电场耦合到微带中去，然后用一段高感抗线抵消其电容效应，实现探针与微带线阻抗匹配。矩形波导中距离过渡器 $\lambda/4$ 的短路活塞保证探针在波导中处于最大电压，即电场最强的位置。介质基片穿过矩形波导安装，提供一个波导窗并使基片定位，因此构成一种密封结构。本文中介质基片采用 RT/Duroid5880 材料，相对介电常数 2.22，厚度为 0.127mm，波导为 BJ-900(2.54mm X 1.27mm)。如图 3 是波导-悬置微带探针过渡的模型图。

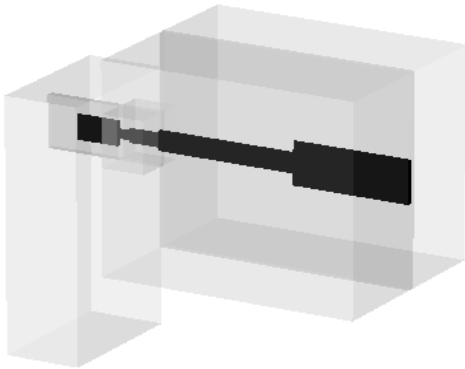


图 3 是波导-悬置微带探针过渡模型

第二部分由一个简便的指数函数鳍线完成悬置微带—共面波导过渡。微带线两侧的鳍线是完全对称的，调整两边鳍线的形状可以实现微带线到共面波导间场的变换和阻抗的匹配，通过高频分析软件 CST 优化它们的具体尺寸可以实现很低的插损。图 4 是悬置微带—共面波导过渡的模型图

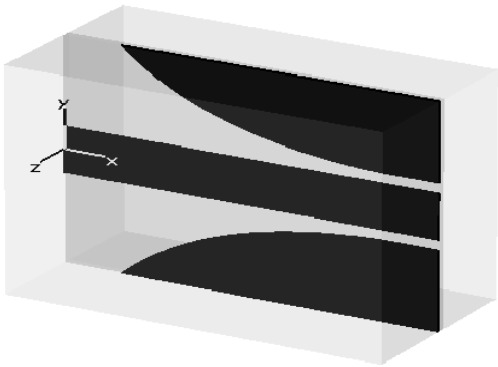


图 4 悬置微带—共面波导过渡模型

3 波导—共面波导过渡的仿真结果

利用高频分析软件 CST 对这个设计模型进行仿真和优化。具体分为两个部分，波导-悬置微带过渡和悬置微带-共面波导过渡。图 5 给出了波导-悬置微带过渡的仿真结果，在 90—100GHz 回波损耗大于 25dB，插入损耗在 1dB 左右。

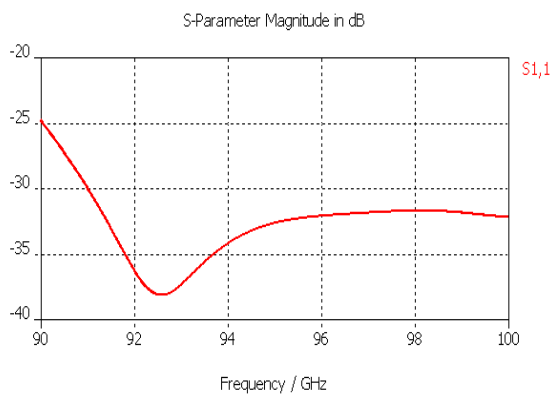


图 5 给波导-悬置微带过渡仿真结果

图 6 给出了悬置微带-共面波导过渡的仿真结果。在 90—100GHz 回波损耗大于 35dB，插入损耗小于 1dB。

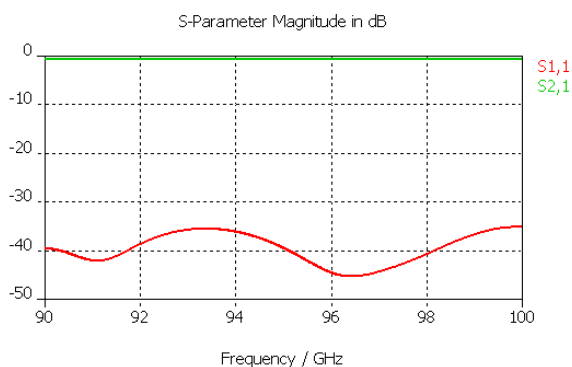


图 6 悬置微带-共面波导过渡仿真结果

图 7 是整个波导-共面波导过渡的仿真结果。在 90—100GHz 回波损耗大于 20dB。

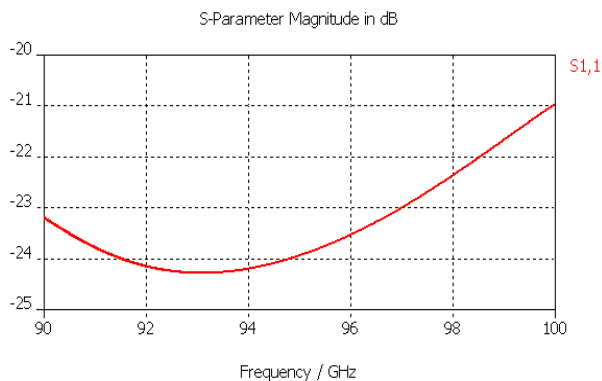


图 7 波导-共面波导过渡整体仿真结果

4 结论

本文设计仿真了一个 W 波段波导-共面波导的过渡。这个过渡采用厚度为 0.127mm,介电常数 2.2 的 RT Duroid 5880 基片,用高频分析软件 CST 对 W 波段微带到波导探针过渡总体结构进行了仿真和优化,在 90-100GHz 频段,回波损耗大于 20dB。该过渡结构简单,便于加工,在微波毫米波电路中很强的实用价值。

参 考 文 献

- [1] Mun-Kyo Lee, Jung-Dong Park, Dan An,W-band Waveguide-to-Coplanar Waveguide Transition for 94 GHz MIMIC applications, Communications and Electronics, 2006. ICCE '06. First International Conference on 10-11 Oct. 2006 Page(s):505 - 507
- [2] Rainee N. Simons. Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems. Cleveland: John Wiley & Sons, Inc. 2001, 306-319
- [3] Jimmy G.M.Yip, Adam K. Jastrzebeski, Richard J. Collier and Daiqing Li, “The design of waveguide-to-finline taper transitions at millimeter wave frequencies,” Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2002. MIKON-2002.14th International Conference, vol 1, pp.282-285, May 2002.
- [4] Yuri Tikhov, Jeong-Woo Moon and Yuon-Jin Kim, Refind Characterization Of E-Plane Waveguide To Microstrip Transition For Millimeter-Wave Applications,IEEE Microwave Confernce, P.1187-1190(2000)
- [5] Yoke-Choy Leong and Sander Weinreb, Full Band Waveguide-to-Microstrip Probe Transitions, IEEE MTT-S Digest,P.1435-1438(1999)
- [6] 龚克,王激,波导与微带线和共面线的过渡问题,微波学报,1994
- [7] 李松,毫米波检波器研制,电子科技大学硕士毕业论文,2008

微波相位干涉仪测角解模糊算法研究

郑先宝 杜自成 何树权

摘要: 本文针对干涉仪测角过程中存在的模糊问题, 提出一种由多阵元构成的相位干涉仪阵列相位差多组解模糊的波达角估计算法, 并且在实际的工程试验中得到验证。

关键字: 干涉仪 解模糊

A Unwrap Ambiguity of Interferometer Array for Estimation of Direction of Arrival

Zheng Xianbao Du Zicheng He Shuquan

Abstract: In the background of phase ambiguity in using interferometer to estimate the direction of arrival, a method is proposed for estimation direction of arrival by using interferometer array with the algorithm named as unwrap ambiguity, and the conclusion is verified by experiment.

Key Words: Phase interferometer, Unwrap ambiguity

1 引言

相位干涉仪被广泛应用于波达角的估计领域, 它具有精度高、结构简单、原理清晰、观测频带宽的优点。一般的相位干涉仪由两个接收阵元、两个接收机和一个比相器构成, 两个阵元接收到信号的相位差 φ 与波达角 θ 、阵元间距 D 、信号波长 λ 的关系为:

$$\varphi = \frac{2\pi D}{\lambda} \sin(\theta) + n$$

其中 n 为相位差 φ 的观测噪声, 不妨假设其均值为零的白噪声。估计方差通常采用增加阵元间距 D 的方法提高波达角的估计精度, 一般 $D \gg \lambda/2$, 由于相位干涉仪的输出 ϕ 的范围是 $[-\pi, \pi]$, 所以它是一个以 2π 为模糊的观测值。为了对其进行解模糊处理, 一般是增加一个短基线 ($D < \lambda/2$), 通过它得到一个不模糊的 θ 估计值 (其精度远不如长基线相位干涉仪对 θ 的估计精度), 并对测量得到的长基线相位干涉仪的相位差 φ 进行解模糊处理, 最终得到高精度的 θ 估计值。这种方法有两个局限:

第一, 对于宽带的接收阵元, 如接收范围为 2GHz-18GHz, 最低的接收频率决定了阵元的物理尺寸, 而最高的接收频率决定了短基线干涉仪的基线长度, 使得在半波长的范围内无法安装两个接收阵元;

第二, 由于短基线相位干涉仪对波达角 θ 的估计精度有限, 在利用它对长基线干涉仪的估计值进行解模糊处理时可能得到错误的模糊数, 导致波达角估计的误差太大。

2 干涉仪测角解模糊方法研究

在文献[5]中提出了一种基于参差距离的相位差解模糊算法，在两个干涉仪的基线长度比满足参差关系的条件下（它们的基线长度都可以大于 $\lambda/2$ ），可以利用这种参差关系对相位干涉仪的观测相位差进行解模糊处理，从而完成对波达角的估计。同理，对于多个（3个以上）阵元的情况，只要它们的距离比满足参差关系，采用多维的整数搜索可以对观测相位差进行解模糊处理。

本文基于文献[1]，并在四天线三基线干涉仪的工程背景下提出了一种由多阵元构成的相位干涉仪阵列相位差多组解模糊的波达角估计算法，具体步骤如下：

第一步，通过测量得到三路相差 φ_1 、 φ_2 、 φ_3 ；

第二步，以最短基线的相差 φ_1 为基准，根据公式 $\frac{\varphi_1}{l_1} = \frac{\varphi_2}{l_2} = \frac{\varphi_3}{l_3}$ （其中 l_1 、 l_2 、 l_3 为三条基线的长度），从理论上推算出另外两路相差 φ'_2 、 φ'_3 ，并穷举出三路相差在各种模糊情况下的组合；

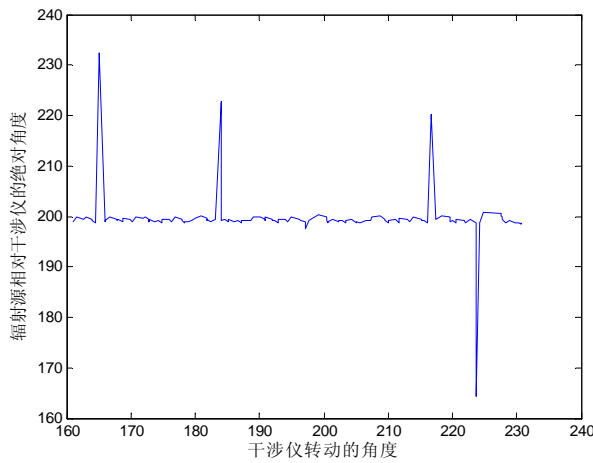
第三步，以最小二乘法为准则，找出与实际测量的相差 φ_1 、 φ_2 、 φ_3 最接近的一组值，从而解算出各路相差的模糊次数；

第四步，根据得到的模糊次数，由公式 $\theta = \arcsin(\frac{\varphi\lambda}{2\pi D})$ ，计算角度。

3 试验结果

该方法在某工程样机上得到了验证。以下是实测的结果，辐射源位置不变，干涉仪转动一定的角度后测得的绝对角度：

如图所示，干涉仪转动 60 度，除少数点外，测得的辐射源相对干涉仪的绝对角度在一定的误差范围内保持不变。



3 结束语

本文讨论了干涉仪测相过程中存在的相位模糊问题，并在文献[5]的基础上提出由多阵元构成的相位干涉仪阵列相位差多组解模糊的波达角估计算法。这一算法在实际的工程应用中得到验证。

参 考 文 献

- [1] 龚亨铱, 袁俊泉等. 基于参差距离的相位差变化值的解模糊方法研究. 信号处理, 2003, 19 (4) .
- [2] 杨小牛. 软件无线电原理与应用. 电子工业出版社, 北京, 2001
- [3] 胡来招. 雷达侦查接收机设计. 国防工业出版社, 北京, 2001
- [4] 赵国庆. 雷达对抗原理. 西安电子科技大学出版社, 1999

单脉冲波束锐化技术的研究

万红进

(西安电子工程研究所, 西安 710100)

摘要: 本文首先分析了传统单脉冲和差比幅测角的原理, 在此基础上分别讨论了单、双目标的分辨问题。在传统单脉冲体制导引头上, 提出了利用波束锐化技术分辨主波束内的多目标情况。最后给出了仿真与性能分析。

关键词: 单脉冲 波束锐化 比幅 测角 雷达导引头

1 引言

本文研究在时域和频域都不可分的目标同时落入主波束内时如何分辨的问题, 文献[1~4]对单脉冲波束内两个目标的分辨问题进行过深入讨论, 但提出的方法利用多个回波脉冲来测角或者必须采用特殊的天线结构, 比传统的和差比幅测角单脉冲雷达复杂得多。本文利用传统的和差振幅比较单脉冲雷达, 先对一个目标和两个目标的到达角进行理论分析, 然后讨论利用单脉冲波束锐化分辨多目标的技术。

2 单脉冲和差比幅测角原理

传统单脉冲雷达的和差比幅测角可以实现很高测角的精度, 但是无法分辨波束内的多目标。下面先回顾一下单脉冲测角原理。单脉冲测角模型如图 1 所示。

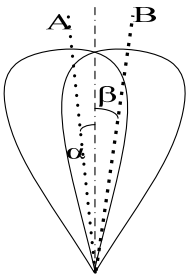


图 1 测角示意图

单目标时, 设和差通道的包络分别是 S 、 D 。目标 A、B 的方位角分别是 α 、 β 。和差比幅测角表达如下: $\frac{D}{S} = \rho\theta$, 其中 ρ 为角误差灵敏度系数, θ 为目标偏离等信号轴的角度。两目标时: 根据参考文献[1]知, 目标回波包含复数角信息, 设两目标的差通道回波分别是 $D_{az,a}$ 、

$D_{az,b}$ ，和通道回波分别是 S_a 、 S_b ，则 $D_{az} = D_{az,a} + D_{az,b}$ ， $S = S_a + S_b$ 所以有：

$$\frac{D_{az}}{\rho S} = \frac{\alpha S_a + \beta S_b}{S_a + S_b}, \text{ 设两目标强度之比: } \frac{S_a}{S_b} = a e^{j\phi} \text{ (其中 } a \text{ 为幅度比, } \phi \text{ 为相对相位), 取其}$$

实部得到: $\mu = \frac{\alpha + \beta}{2} + \frac{(\beta - \alpha)}{2} \frac{a^2 - 1}{a^2 + 2a \cos \phi + 1}$ 当两目标强度相等时, 则 $a = 1$, $\mu = \frac{\alpha + \beta}{2}$ 为两目

标的中心 $\mu = \frac{\alpha + \beta}{2}$ 。这样还没有充分利用各通道信息。下面给出利用和、差通道时分复用发

射和接收的信息推导多目标分辨算法。

3 单脉冲波束锐化

根据以上分析可知, 传统单脉冲雷达测角技术只能用来测量单目标或分布目标的角度信息, 对主波束内的分布目标无法区分。单脉冲波束锐化技术通过时分复用差通道, 构造新的分布单脉冲 Delta_D 通道来提高波束内雷达目标的分辨。传统和发和收通道: $SS = S_t S_r$; 传统和发差收通道: $SD = S_t D_r$; 差发差收通道: $DD = D_t D_r$ 。Delta_D 通道是处理传统和差通道获取的。它是和平方通道和 Delta 平方通道积的平方根: $\Delta_D = (S_t S_r D_t D_r)^{1/2}$ 。Delta_D 通道数据是通过时分复用传统和差通道采集的。脉冲重复频率很高, 采样率很小, 所以去相

关很小。利用了 Delta_D 通道信息, 所得的偏轴角由下式计算: $\theta = kslope \sqrt{\frac{\Delta_D^2}{SS} - \mu^2}$,

其中 $kslope$ 是经验确定的天线倾斜因子。

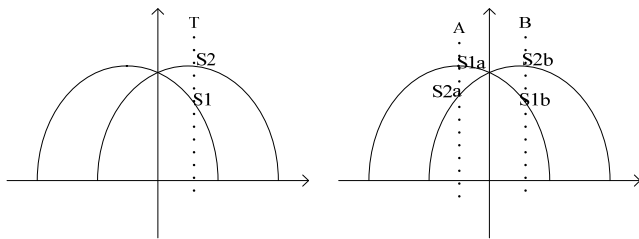


图 2 单、双目标示意图

现在分析两种情况的可行性, 由图 2 左图知单目标时有: $SS = (S_2 + S_1)(S_2 + S_1)$, $SD = (S_2 + S_1)(S_2 - S_1)$, $DD = (S_2 - S_1)(S_2 - S_1)$ 。可知: $\Delta_D = SD$, $\theta = 0$ 。由图 2 右图知两目标时有: $SS = (S_{2a} + S_{1a})^2 + (S_{2b} + S_{1b})^2$, $SD = S_{2a}^2 - S_{1a}^2 + S_{2b}^2 - S_{1b}^2$, $DD = (S_{2a} - S_{1a})^2 + (S_{2b} - S_{1b})^2$ 。可知: $\Delta_D \neq SD$, $\theta \neq 0$ 。因此, 这种模型对单双目标都是存在差别的。对单目标情况或分布式目标的情况方向图的分析仿真也可以知道这点。仿真波形如下:

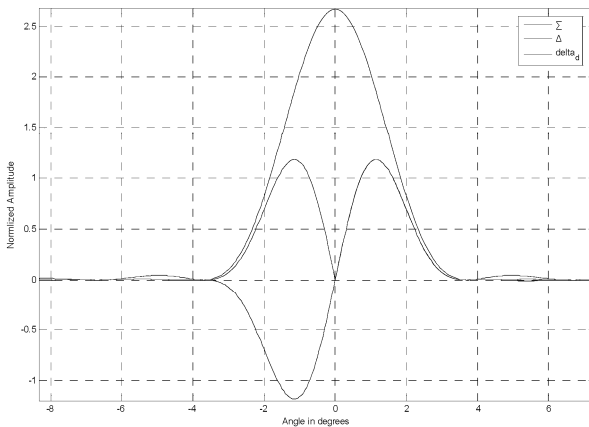


图 3 单目标方向图示意

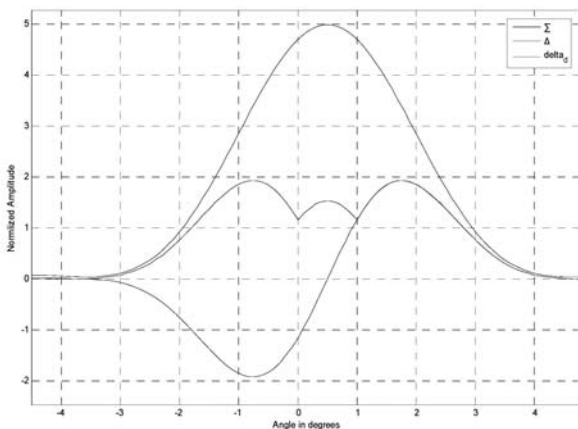


图 4 两目标方向图示意

对波束内单目标情况利用 Delta_D 通道测角与和差比幅测角的结果是相同的。但是复杂目标时两方向图是有很大大差异的，单脉冲波束锐化就是借助这点来区分单目标或是多目标情况。从统计角度的理解如下，传统和差比幅测角所得的方位角：

$$\varepsilon_1 = \frac{\sigma_1^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \alpha + \frac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \beta \quad \text{其中}$$

$$\sigma_1^2, \sigma_2^2 \text{ 分别为两目标在接收机输出的功率。利用 Delta_D 通道处理并根据 } \frac{\sigma_1^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} + \frac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} = 1, \text{ 可以得到}$$

$$\varepsilon_2 = \frac{\sigma_1 \sigma_2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} |\alpha - \beta|。$$

利用这两者可以确定两个或者分布目标的各自方位角，然后再按下图进行扫描进行其他处理。图 5 是对主波束宽度为 3.2 度，相距 1 度的两个目标扫描示意与积累处理。

图 5 阐述了本设计的方位单脉冲波束锐化技术的概念。在图 5 中，波束扫描方向如 212 箭头所示。单脉冲测角技术用来精确确定显著雷达反射体分布目标 A、B 的方位位置。扫描空间的和波束 216 分成小的角度单元：217, 218, 219……，每单元不大于 0.3 度。目标单脉冲角单元根据扫描方向的强度和由在角单元 217, 218, 219……出现的次数的概率统计的目标

范围来计算。

方位偏轴角由下式给出： $\mu_{az} = k slope \times \frac{\overline{\text{Re}[DS]_{az}}}{SS_{az}}$ 。方位角加上参考天线方位角，然后根据下式量化来确定方位角单元： $\alpha = \phi_{ref} + \mu_{az} \times \cos(\rho)$ ， $i = nint(\frac{\alpha}{d})$ ，其中 ϕ_{ref} 是天线方位角。单脉冲波束锐化就是借助这两个偏轴角来分辨单目标还是多目标，当判断是多目标时，测出各自方位角，并采用图 5 所示扫描方案，逐步移位扫描，对回波进行积累，从而实现对波束的锐化。

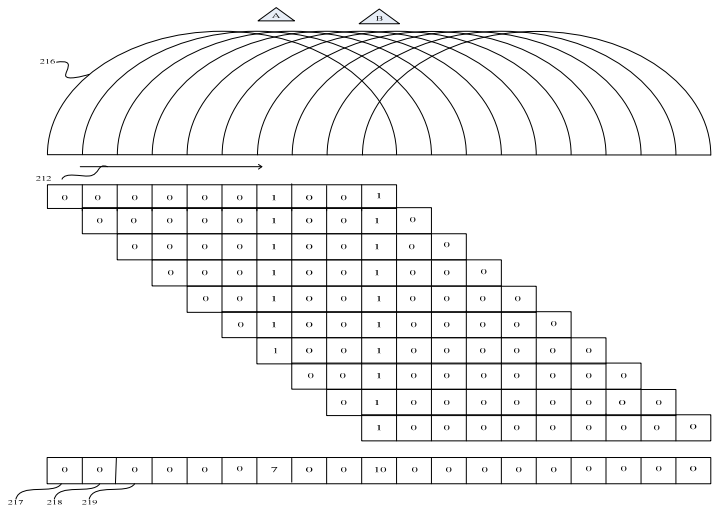


图 5 单脉冲波束锐化示意图

在波束锐化后的结果如图 6，这样处理之后主波束内的多目标可以被区分出来，达到对主波束锐化的效果。为了分析波束锐化的能力，给仿真信号加上高斯白噪声，仿真波形图 7，根据所给出仿真的结果，在信杂比达到 10~13dB 时，3.2 度的波束宽度经过锐化处理以后可以分辨相隔 1 度的两个相同目标，当信杂比进一步提高以后分辨力也可以提高。

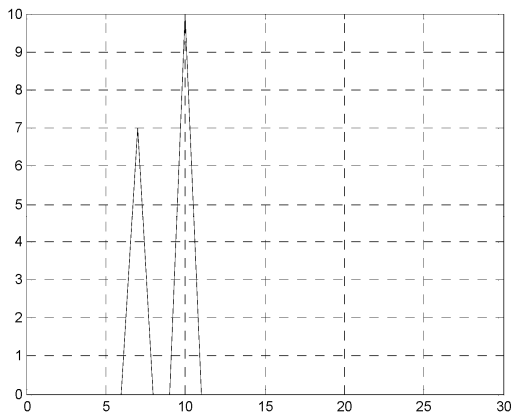


图 6 仿真结果

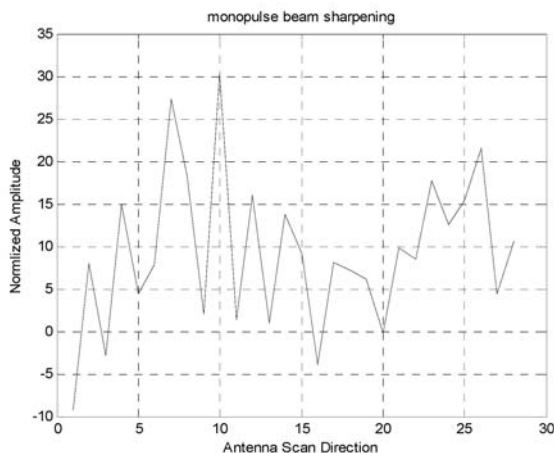


图 7 加噪仿真结果

4 结束语

单脉冲波束锐化技术可以用来分辨时、频域俱不可分辨的目标，结合其他技术：如 DBS（多普勒波束锐化），可以用来提高雷达导引头的角度分辨力，对复杂目标的分辨可以起着很大的作用。多目标的分辨最终能为目标识别、自动降落系统等应用做出贡献。

参 考 文 献

- [1] S.M. Sherman. Complex indicated angles applied to unresolved targets and multipath. IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-7, pp. 160-170, January 1971.
- [2] Berkowitz R.S.; Sherman S.M. Information Derivable from Monopulse Radar Measurements of Two Unresolved Targets IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, pp. 1011-1013, Sept. 1971
- [3] W. D. Blair and M. Brandt-Pearce, "Unresolved rayleigh target detection using monopulse measurements," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 33, pp. 543-552, Apr. 1998.
- [4] Zhen Wang, Abhijit Sinha, Peter, Willett, Yaakov Bar-Shalom. Angle Estimation for Two Unresolved Targets with Monopulse Radar IEEE Log No. T-AES/40/3/835894.
- [5] Danny F Ammar. Autonomous landing guidance system, USP 6591171

微波通信中的扩频技术

刘志红

(西安电子工程研究所, 西安 710100)

摘 要: 本文首先介绍了扩频技术在微波通信中的应用, 给出了扩频码选择的基本原则, 重点分析了非相干延迟锁定环实现扩频码跟踪原理, 最后对扩频码跟踪过程中的误差信号进行了仿真分析。

关键词: 微波通信; 扩频; 伪随机序列; 伪码跟踪

1 引言

微波通信是利用微波作为载波在地面上进行的无线电信。数字微波通信在军事上可构成专项通信, 也用于野战通信网的干线通信和支线通信。由于微波通信的环境十分复杂, 容易受到各种干扰, 为达到良好的通信效果, 必须使用具有较强抗干扰性能的扩频通信技术。由于扩频系统使用码周期很长的伪随机码, 在一个码周期中具有随机特性, 经它调制后的数字信息类似于随机噪声, 具有抗干扰能力强、截获率低、多址能力强、抗多径、保密性好及测距能力强等一系列的优点, 在军事通信中被广泛的应用。

2 扩频系统

本文分析直接序列扩展频谱系统。直扩系统又称“平均”系统或伪噪声系统。其系统框图:

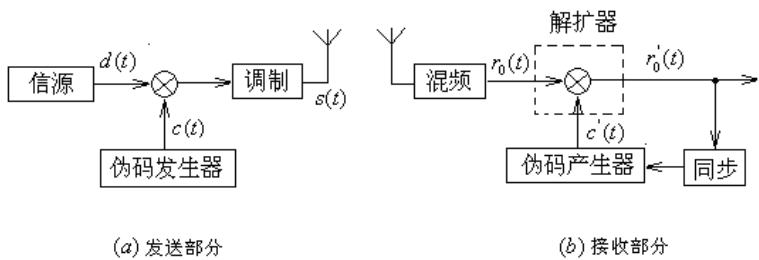


图 1 扩频系统框图

用信息码序列 $d(t)$ 与高速的伪码序列 $c(t)$ 模二相加 (波形相乘), 得到一个扩频码流, 然后通过扩频码流对载波调制后进行信道传输。由于基带信号的速率远小于伪码的速率, 所以将基带信号调制在伪随机码序列中就相当于信号的频谱被拓宽。接收时, 在同步条件下, 用本地伪码 $c'(t)$ 与中频信号 $r_0(t)$ 进行时域相乘 (模二相加), 由于 $c^2(t) \equiv 1$, 所以相乘后的信号不再含有伪随机序列成分, 将信号恢复到了中频调制信号。

2.1 伪随机码

扩频运算是通过伪随机序列来实现的，扩频中常用的伪随机序列有 m 序列、Gold 序列等。m 序列是最长线性移位寄存器序列，最早应用于扩频通信。Gold 序列是由 m 序列优选对产生的，具有 m 序列的性质，但是其可用条数远大于 m 序列，易于满足多址应用的要求。

在扩频系统中，对系统质量的影响因素还有伪码的平衡性。平衡码具有更好的频谱特性，码的平衡性与对载波的抑制制度有密切关系。码不平衡会造成载波泄露，破坏通信系统的保密性，降低其抗侦破能力。因此在军事微波通信中，要求伪随机码有良好的平衡性。伪码的相关函数如图 2 所示：

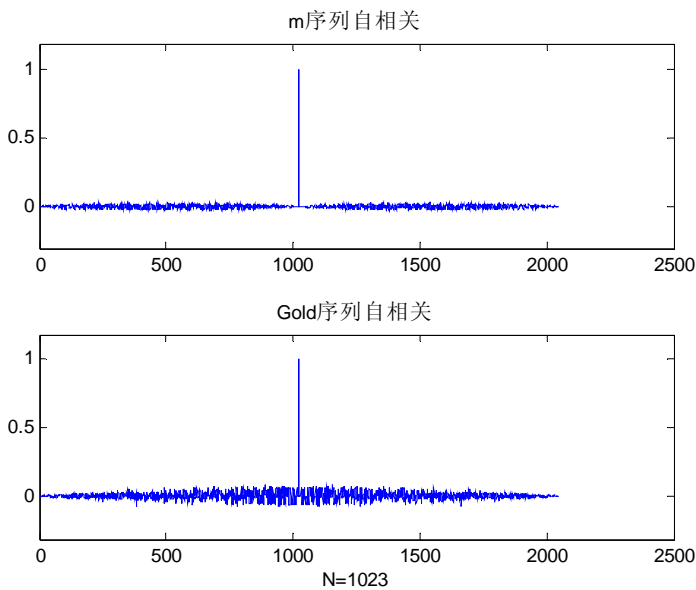


图 2 伪随机序列的自相关函数

可以看出 m 序列和平衡 Gold 码均有良好的自相关性，抗干扰能力强，而且序列的位数很长时，相关性仍然很好，可以把信息频谱展的更宽，增强保密性，这在军事微波通信中有着重要的意义。

2.2 扩频码的跟踪

码捕获完成后进入跟踪状态，其作用为：一是继续减少本地伪码与接收伪码之间的相位差；二是保持锁定状态；三是对同步状态进行监控。本文用码跟踪环（延迟锁定环）来控制本地码的时钟相位。其基本框图如下：

捕获后本地伪码与输入码的相位差在一个伪码切普宽度 T_c 内。相关网络由两路相关器组成，两路相关器输入的本地伪码的相位差为 Δ ，分别从码发生器的第 n 级和第 $n-1$ 级输出，这里 $\Delta = T_c$ 。输入信号分别与一个超前 $T_c/2$ 和一个滞后 $T_c/2$ 的本地伪码作相关运算，然后经过带通滤波、平方检波，最后相减得到误差函数。误差电压经过环路滤波，送到压控振荡器控制时钟频率的变化。

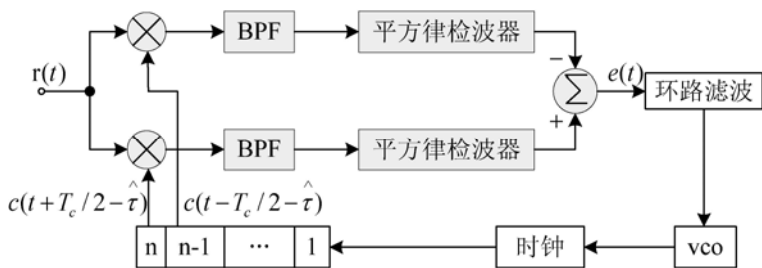


图3 非相干延迟锁定环

为了提高跟踪精度，本文对输入的每个码片采样 6 个点，可得延迟锁定环的误差鉴别函数图如图 4：

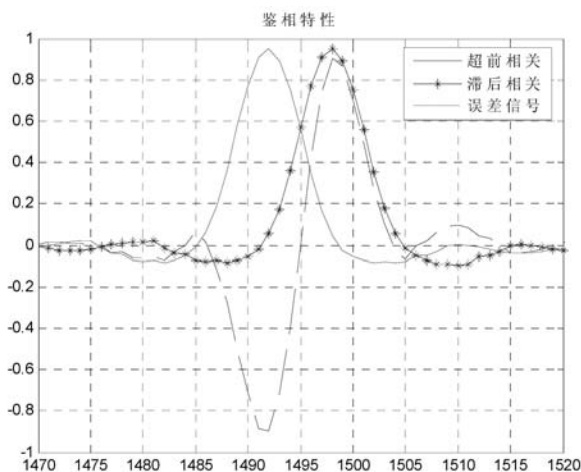


图4 误差函数 $e(t)$

本文用 128 位平衡 Gold 码，图 4 为开环鉴别函数的图形，可以看出在第 1495 个点处误差值为零，所以此次跟踪点的位置在第 1495 个点上，并且在跟踪点附近，误差函数近似线性，提高锁定精度，有利于环路的稳定。

根据锁相环原理可知，跟踪范围为 $[-\Delta/2, +\Delta/2]$ ，由于一个码片内采样 6 个点，所以此次跟踪范围为第 1492 点到第 1498 点。由上一时刻的误差来控制压控振荡器的时钟频率，使得这一时刻的误差信号 $e(t)$ 的值近似为零，即当达到跟踪锁定时，误差信号应该靠近 1495 点。如果此次的 $e(t)$ 值仍然较大，即偏离 1495 点较远，那么将通过此次的 $e(t)$ 值继续调整振荡器的时钟频率，使下一周期时刻到来时满足锁定要求。

3 小结

本文通过对扩频系统的分析，结合军事微波通信环境复杂、保密性强等特点，说明了扩频技术在数字微波通信应用中的重要性。分析了延迟锁定环，每个码片内采样 6 个点，提高了跟踪精度，同时，给出了详细的误差函数图形及跟踪范围，实现伪码的跟踪，在微波通信中有着实际的意义。

参 考 文 献

- [1] 陈如明. 大容量数字微波传输系统工程, 人民邮电出版社, 1998 年
- [2] 姚彦. 数字微波中继通信工程, 人民邮电出版社, 1990 年
- [3] 何世彪, 谭晓衡. 扩频技术及其实现, 电子工业出版社, 2007 年
- [4] 查光明. 扩频通信, 西安电子科技大学出版社, 2002 年

八毫米宽带低噪声放大器研制

匡 珩 国云川 徐锐敏

(电子科技大学 微波工程系, 四川 成都 610054)

摘 要: 本文介绍了一种新研制的八毫米宽带低噪声放大器, 重点叙述了放大器 K 接头的设计安装以及为消除幅度畸变所设计的微带增益均衡器。
关键词: 低噪声放大器, 宽带, K 接头, 增益均衡器

Development of 8-mm Broadband Low-Noise Amplifier

Heng kuang, Yunchuan Guo and Ruimin Xu

(Microwave Engineering Department, UESTC, Chengdu 610054)

Abstract: this paper introduce a new 8-mm low-noise amplifier ,focuses on design and fix of amplifier's K-connector and microstrip gain equalizer design to eliminate rate distortion .
Keywords: Low-noise amplifier, Broadband ,K-connector,gain equalizer

1 引言

毫米波频段是目前军事电子技术发展的主要频段, 广泛应用于精确制导、雷达、保密通信、电子对抗和测试技术等方面。毫米波低噪声放大器是毫米波系统的核心电路, 直接关系到整个系统的性能指标。毫米波放大器的宽频带、低噪声是实现高性能毫米波接收机系统的两大难题, 有效的解决这两大难题, 将为我国毫米波武器系统的发展奠定重要基础。

本文研制的八毫米宽带低噪声放大器工作频率为 26-40GHz, 选用单片采取两级放大的混集成方案来实现指标要求。

2 电路分析与设计

根据放大器的技术指标要求, 首先需选取合适的低噪声放大器芯片, 其次进行基片的选取、微带线输入输出阻抗匹配的设计。由于放大器工作频率最高达到 40GHz, 因此在安装芯片前需先解决放大器接头的设计安装问题。最后, 针对两级放大器级联后可能出现一定程度的幅度畸变, 特别对于宽带放大器, 由于频段较宽, 出现幅度畸变后一般调试可能使增益平坦度不能满足指标要求, 须设计陷波式的增益均衡器, 将增益均衡器带入两级放大器中, 以满足增益平坦度的指标要求。在以上的设计工作中, 须建立电路和电磁场仿真模型, 并利用计算机辅助设计软件进行仿真和优化。

放大器工作频段 26~40GHz，增益要求 $\geq 25\text{dB}$ ，噪声系数要求 $\leq 5\text{dB}$ ，输入输出驻波比要求 ≤ 2 ，1dB 压缩点要求 $\geq 15\text{dBm}$ ，增益平坦度要求 $\leq \pm 2.5\text{dB}$ 。选取 Avago 公司的 AMMC6241 作为第一级放大单片，选取 Northrop Grumman 公司的 ALH140 作为第二级放大单片，AMMC6241 工作频段 26~40GHz，噪声系数 $\leq 3.2\text{dB}$ ，增益 $\geq 18\text{dB}$ ，输入输出驻波比 ≤ 1.8 ，1dB 压缩点 $\geq 10\text{dBm}$ ，ALH140 工作频段 24~40GHz，噪声系数 $\leq 4.8\text{dB}$ ，增益 $\geq 12\text{dB}$ ，输入输出驻波比 ≤ 1.8 ，1dB 压缩点 $\geq 15\text{dBm}$ 。可见，所选单片能满足放大器技术指标要求。

放大器采用混合集成方案，首先需选取合适的微带电路基片。针对毫米波电路尺寸小、损耗大等特点，可用基片有陶瓷基片、复合介质基片等。考虑放大器尺寸及工艺成熟度，选用厚度为 0.254mm、相对介电常数为 2.2、损耗角正切 0.0009 的 Rogers RT-Duroid5880 复合介质基片制作微带电路。

基片选取确定后，重要的是微带线阻抗匹配设计，ADS 有自带的微带线阻抗计算模型，放大器采用 K 接头，由于接头及所选单片为 50 欧姆阻抗匹配，而基片介电常数及厚度已知，可计算出放大器工作频段内 50 欧姆阻抗匹配微带线的宽度为 0.78mm。

放大器采用 K 接头，K 接头最高工作频率可达 40GHz，满足放大器工作频带要求。但采取常用方法在腔壁上钻孔安装 K 接头未装芯片前测试的直通频响如图 1 所示，在频率超过 29GHz 时衰减加大，输入输出驻波比也开始加大，40GHz 时最大衰减接近 6dB，无法满足放大器的技术指标要求，因此 K 接头须重新设计。

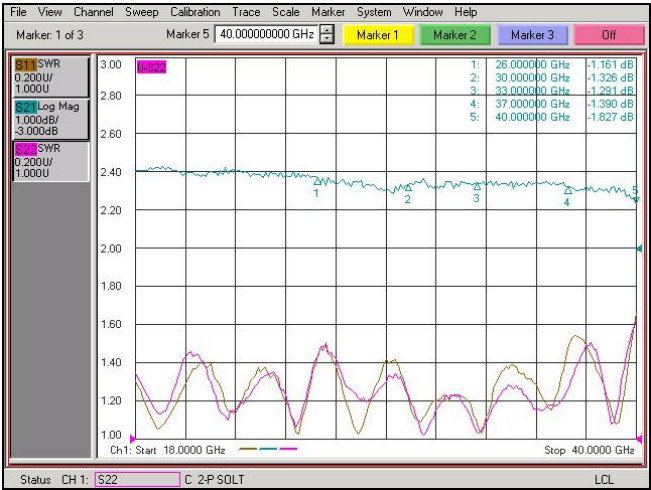


图 1 常用方法安装 K 接头的直通频响图

经过分析实验，采取如图 2 所示的方法设计安装 K 头，之前安装 K 头我们在腔壁上只钻一个孔，而新方法在腔壁上钻直径分别为 1.98 和 0.7mm 的两个同轴腔，直径为 1.98mm 的腔长度为 1.5mm，使波珠实体放入，直径为 0.7mm 的腔长度为 0.42mm，使波珠插针插入，插针直径为 0.3mm，可形成 50 欧姆的良好阻抗匹配，另外由于基片厚度为 0.254mm，两个同轴腔中心轴线距腔体底部 0.45mm，通过严格控制腔体加工公差，能较好控制波珠插针插入腔体深度及距离基片微带高度，保证微带线与插针的良好接触，避免焊锡过多，采取新方法设计安装 K 头后的直通频响如图 3 所示，可见 18~40GHz 频段内衰减为 1~2dB，输入输出驻波比均小于 1.5，放大器 K 接头的设计安装问题得到解决。

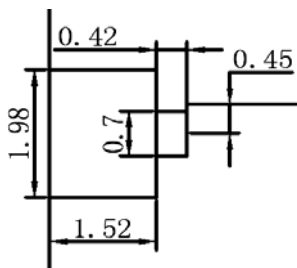


图2 新方法安装 K 头示意图

信号在传输的过程中可能会出现幅度畸变和相移畸变。为了保证传输的质量，畸变大小应受到限制。通常是通过均衡网络来进行校正。一般用来校正幅度畸变的网络称为增益均衡器（也称功率均衡器、衰减均衡器、幅度均衡器），用来校正相移畸变的网络称为相移均衡器。

校正幅度畸变的工作原理，是使信号在畸变之前或之后经过一个均衡网络，这个网络的特性恰好与信号的幅频特性相反，这样就可以使信号不发生幅度畸变，插入的这个网络就是增益均衡器，如图 4 所示。

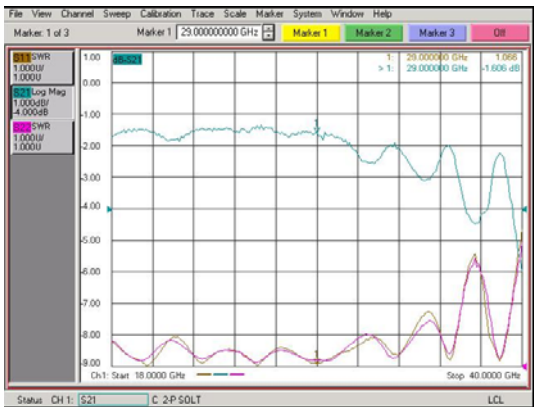


图3 新方法安装 K 头的直通频响图

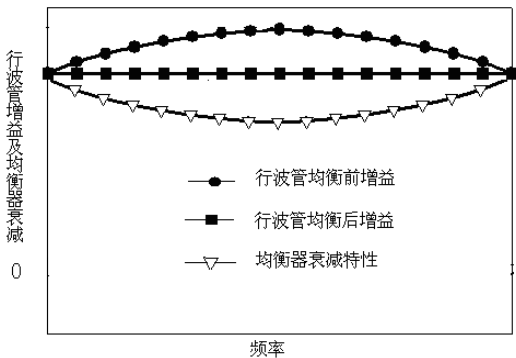


图4 增益均衡器的原理图

当然完全消除这种畸变实际上是不可能的，因而在实际的应用中允许有一定的校正偏差。因此增益均衡器在一定的工作传输频带内只有适当的消除信号畸变的能力，并不能完全消除

信号的幅度畸变。

为了使增益均衡器能起到校正幅度畸变的作用，同时又要保证传输系统在插入增益均衡器后能保持正常工作，对增益均衡器有如下两点技术要求：

(1) 在传输频带内具有合乎预期要求的均衡频率特性。

根据提供的曲线(图 5)分析设计能够对这种曲线形状进行拟合和电路综合的电路，是解决问题的根本。

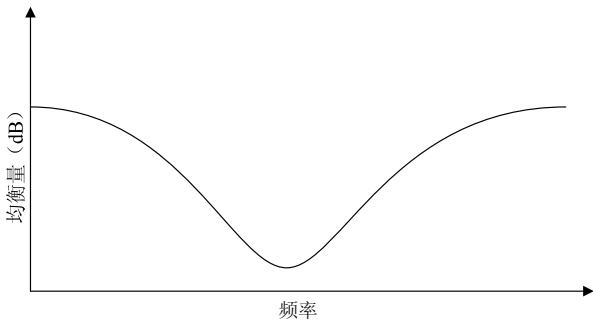
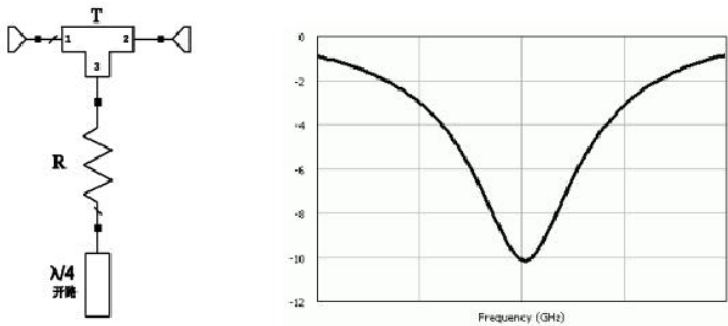


图 5 均衡目标曲线的形式

(2) 输入输出驻波系数尽量小，驻波系数的大小意味着反射回端口的能量的大小，端口的反射能量过大会影响前、后级的器件(一般为放大器)的正常工作，甚至烧毁。

一般情况下，增益均衡器都是无源的，均衡特性就是具有频率选择的衰减特性，实现这种增益均衡器主要是使用陷波器式有耗均衡网络，适当的设计使得均衡器能同时满足上面所提到的两点技术要求。

本文研制的放大器对增益平坦度指标要求较高，两级放大器直接级联后输出信号产生一定程度的幅度畸变，可能使增益平坦度不能满足指标要求，这时需采用微带形式的陷波器式增益均衡器来使增益平坦，下面提出在毫米波频段内实现陷波响应的基本陷波器单元。由微波电路基础知识，一段长 $\lambda/4$ 的开路传输线或一段长 $\lambda/2$ 的短路传输线都等效为一个串联谐振回路，当加上适当的损耗电阻后，就可成为在中心频率附近实现陷波响应的基本陷波器单元，按终端开路或短路，加载电阻后的微带电路两种枝节结构如图 6 和图 7 所示。



(a) 电阻加载开路短截线

(b) 响应波形

图 6 $\lambda/4$ 开路短截微带线及其响应波形

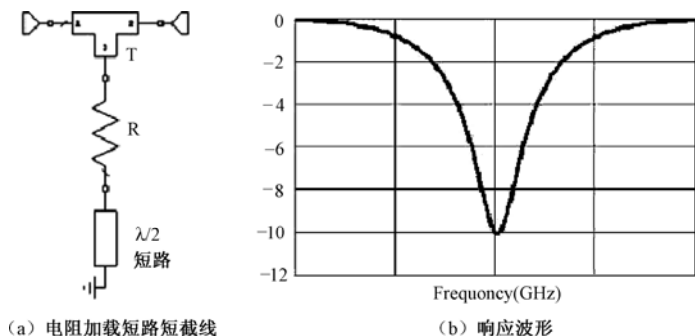


图 7 $\lambda/2$ 短路短截微带线及其响应波形

控制短截线的长度和微带线宽度可以控制谐振频率，控制加载电阻 R 可以控制 Q 值，从而控制其带宽和最大衰减。放大器采用微带谐振器构成均衡器，从理论上讲，我们可以用增加或减少微带谐振器、更改元件参数值等方法，总可以获得任意的响应。但在具体实现时，由于各种损耗的存在，使得谐振器的 Q 值不可能做到很大；为了电路小型化和便于系统集成，电路物理尺寸总是有限的，不可能做出任意多的谐振器，实际上可以采用的谐振器非常有限，通常为 2~6 个，更多的是使用 4 个；工艺上微带线的宽度也不可能作到任意尺寸。考虑到以上种种因素，所以这种形式的均衡器响应也会受到一些限制。

图 8 是一个典型的微带增益均衡器。微带增益均衡器的谐振器由微带枝节谐振器组成，而且由于微带可以作为元件的载体，可以灵活地形成电路。这允许使用更复杂的均衡电路拓扑，以便得到更精确的均衡响应，还可以形成输入输出匹配电路，以降低回波损耗。

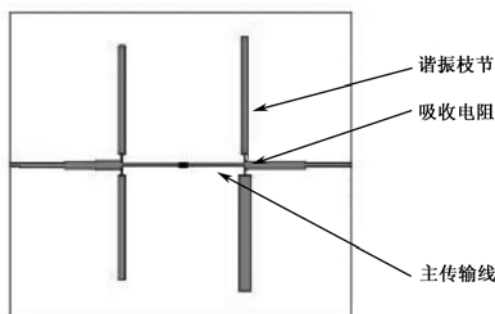


图 8 微带增益均衡器

微带增益均衡器的谐振器由微带枝节谐振器组成，而且由于微带可以作为元件的载体，可以灵活地形成电路。这允许使用更复杂的均衡电路拓扑，以便得到更精确的均衡响应，还可以形成输入输出匹配电路，以降低回波损耗。

由以上讨论，可得用于优化设计的微带增益均衡器模板如图 9 所示，图 9 中枝节数可根据需要增加或减少。用图 9 电路作为模板，适当地增减元件，并利用计算机优化技术优化元件参数来实现预期的均衡响应。

放大器采用两级放大单片直接级联后输出信号出现一定程度的幅度畸变，经测试，在 30-34GHz 范围内出现了较大的幅度畸变，需设计微带均衡器来使增益平坦，在 30-34GHz 范围内所需最大均衡量约为 2dB。通过对图 9 中的设计模板进行优化计算，微带均衡器的仿真结果如图 10 所示，在 30~34GHz 范围内实现的最大均衡量约为 2dB，满足均衡要求。

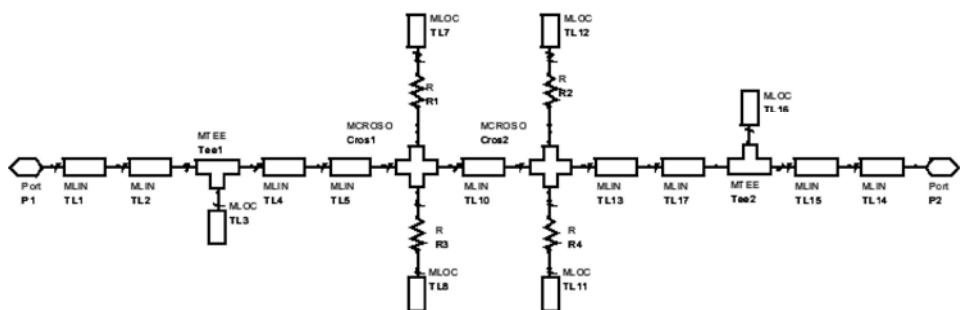


图 9 微带增益均衡器设计模板

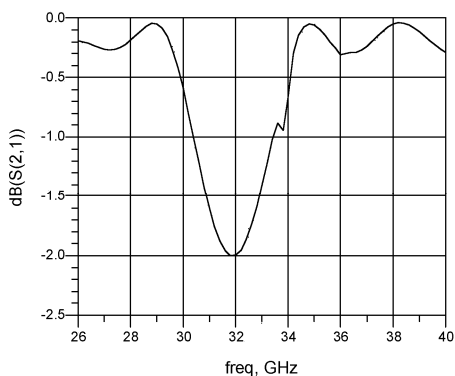


图 10 微带均衡器均衡曲线

由于均衡器工作在毫米波频段，因此将 ADS 和 HFSS 相结合考虑设计，首先用 ADS 进行初步设计和优化，再把得到的模型放在 HFSS 中进行精确分析并做优化调整，最后通过试样的逆向验证得到更精确的设计结果。

放大器工作在毫米波段，陷波电阻需采用薄膜电阻，薄膜电阻无法在软基片 RT-Duriod5880 上进行加工，所以微带均衡器需采用陶瓷基片。我们用的是厚度 0.254mm，介电常数为 9.6 的陶瓷基片，陶瓷基片厚度与软基片相同，设计成型后挖去软基片上相同大小的一部分安装在腔体上，微带均衡器通过金丝键合到软基片微带上。图 11 为陶瓷基片上的很多个均衡器组图，图中空缺单个均衡器。

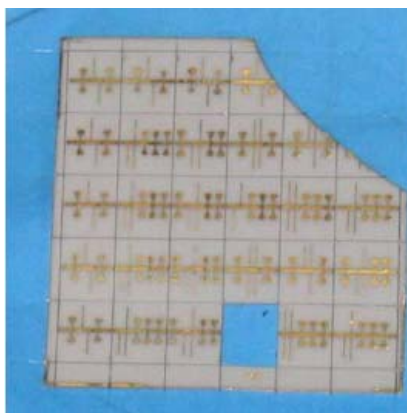


图 11 增益均衡器实物图

3 测试结果

将所设计均衡器带入两级放大单片中,经测试,放大器增益 $\geq 25.5\text{dB}$,噪声系数 $\leq 4.8\text{dB}$,输入输出驻波比 ≤ 2 , 1dB 压缩点 $\geq 18\text{dBm}$,增益平坦度 $\leq \pm 2.4\text{dB}$ 。放大器技术指标满足设计要求。

4 结论

本文研制的八毫米宽带低噪声放大器实现了较高的技术指标,首先解决了 K 接头工作频率高达 40GHz 时的设计安装问题,针对宽带低噪声放大器级联后出现的幅度畸变,设计了微带增益均衡器,使放大器增益平坦度达到较高水平。增益均衡器与放大器的配套使用将越来越受到关注。

参 考 文 献

- [1] K.Shirakawa,H.Oikawa,T.Shimura,et al., An approach to determining anequivalent circuit for HEMT's. IEEE Trans.on MTT,March 1995,Vol.43,No.3:499-503
- [2] Juan Carlos, Felix Perez. Graphic Design of Matching and Interstage Lossy Network forMicrowave Transistor Amplifier. IEEE Trans. MTT, Vol. MTT-33, NO. 3, March 1985.
- [3] 苏光杰, 杨志强, 徐锐敏. “微带式功率均衡器的优化设计”. 海峡两岸三地无线科技研讨会议文集, 2003
- [4] 邹涌泉, 甘体国.Ka 频段低噪声放大器的研制.电讯技术 2001 年第一期
- [5] 刘青.宽带匹配衰减均衡器的设计.西安邮电学院学报, 1997, Vol2, No.1: 26~31

THz天馈网络中极化栅格金属板研究

陈劫尘 王学田

摘要：本文主要介绍 225GHz 天馈网络的工作原理，并重点研究天馈网络中极化栅格金属板的工作原理，用 HFSS 对金属板仿真，并设置了不同栅格条宽度和不同栅格条间距进行仿真，最后确定了合适的尺寸达到较好的工作效果。

关键字：极化、分离、准光学

1 引言

在现阶段雷达工作频率越来越高的情况下，由于波长的不断减小，对器件的尺寸和精度要求越来越高，如果再一味的利用微波电磁场方法，是很难实现系统的完善。在毫米波和亚毫米波段，经常采用的就是微波与光学相结合的方法来构建雷达系统。在本文下面介绍的 THz 天馈网络正是在微波的基础上利用了准光学元件。而本文重点介绍的极化栅格金属板的工作原理也是类似于光的衍射原理。

1.1 THz天馈网络的工作原理

如图 1 所示，图中天线有两个，一个接收天线和一个发射天线，下面天线的为发射天线，左面的为接收天线。收发天线均采用圆锥喇叭口径天线，圆锥天线口径直径为 3.2mm，高 4mm。极化金属线栅格电波分裂机（就是本文的重点：极化栅格金属板）起着将发射信号和接收信号分离的作用，当发射天线辐射出的线极化波极化方向与栅格金属线的导向相垂直时，发射电磁波通过极化金属线栅格电波分离器继续向前传播；透镜起着波束聚焦的作用，经过一段距离传播后的电磁波的主波面通过锥形扫描透镜可以使输出波束更集中；经过两个折镜的反射，再利用透镜使输出波束集中；各向异性的蓝宝石 1/4 波长板能够使线极化波和圆极化波相互转化，线极化波透过 1/4 波长板后，辐射出圆极化波；通过 2-轴万向节可以将电磁波发射到不同方向上。由目标返回的电波，就形成反向圆极化波（与发射信号相比），通过 2-轴万向节，由原路返回，再次通过 1/4 波长板，此次圆极化波转变为线极化波，并且此线极化波与发射电波的线极化方向正交，再次通过两个透镜的聚集波束，和两个折镜的反射，此时对于接收电波来说，栅格线与电波极化方向相平行，所以接收电波被反射进接收喇叭（左面天线）。这个天馈网络对比以往雷达中的器件，特点是采用了很多准光学器件和原理，因为 THz 频段已经很接近红外，所以在这个领域里面，更应该采用光学和电磁学结合的方法来考虑问题。

由图 1 的原理图，可以大致了解到极化栅格金属板工作方式，图 2 将进行详细说明：

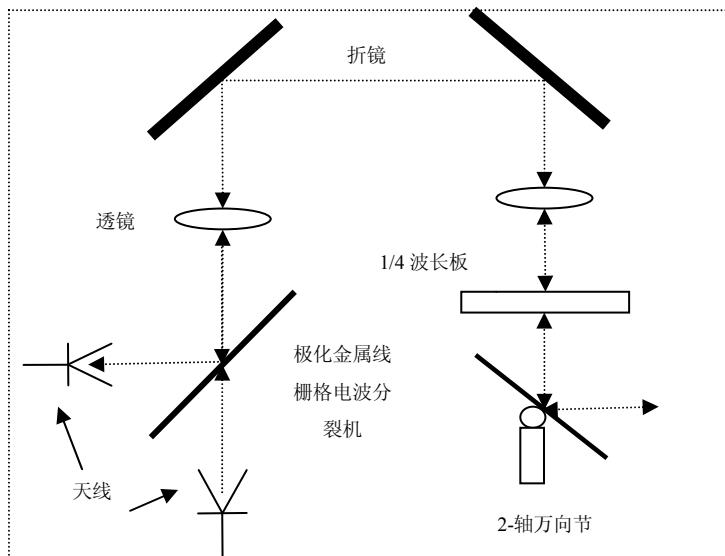


图 1 天馈网络工作原理框图

如图 2 所示，发射机发射电磁波照射在极化栅格金属板上，此时发射波（ E_t ）的极化方向与栅格板相垂直，所以产生透射效果，产生透射波（ E_{tt} ）。接收时，返回的回波（ E_r ）照射在极化栅格金属板上时，此时回波的极化方向与栅格板相平行，所以产生反射效果，产生反射波（ E_{rr} ）进入接收机。图中，进发射机的透射回波（ E_{rr} ）、进接收机的散射发射波（ E_{ts} ）和发射波的反射波（ E_{tr} ）为干扰波，越小越好；而透射波（ E_{tt} ）、反射波（ E_{rr} ）相对发射波（ E_t ）、回波（ E_r ）来说越大越好。

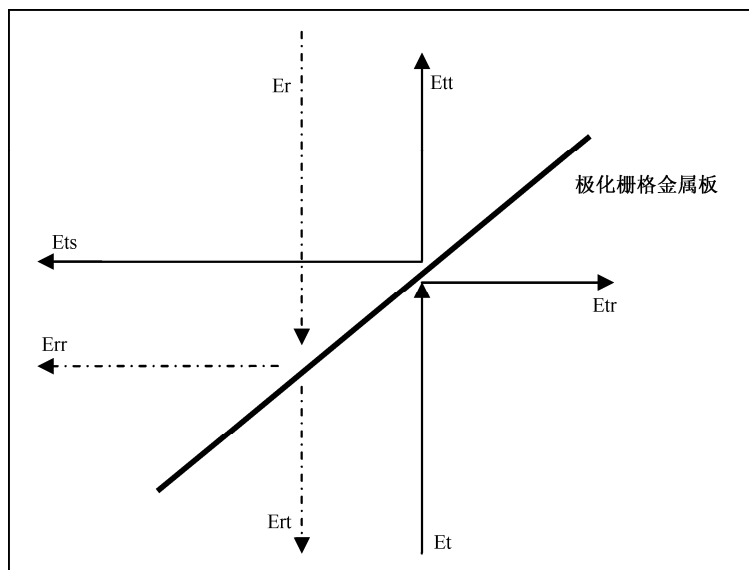


图 2 极化栅格金属板的工作方式

1.2 对极化栅格金属板的仿真

极化栅格金属分离器是在聚酯薄膜的基底上加多个金属条（铝线）栅格。金属条为等宽，

并且金属条之间的距离和金属条宽度一样。栅格可以通过与光阻材料真空连接的面具和有铝涂层的聚酯薄膜基底印制而成。

聚酯Polyethylene terephthalate (PET) 属于高分子化合物。是由对苯二甲酸(PTA)和乙二醇(EG) 经过缩聚产生聚对苯二甲酸乙二醇酯(PET), 其中的部分PET再通过水下切粒而最终生成。聚酯薄膜基底为 0.05mm厚, 金属板与XY平面成 45°角。

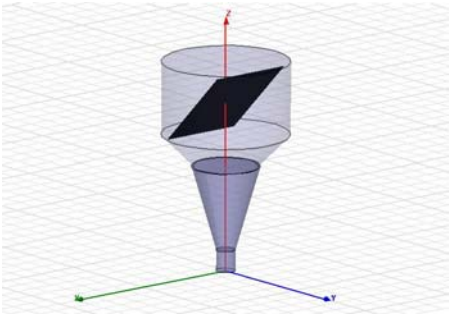


图 3 栅格板的仿真模型

采用 Ansoft 公司的 HFSS 软件进行建模和仿真, 图 3 为极化栅格金属板的仿真模型, 为了让栅格板按预期的效果工作, 栅格间空隙 a 一般要求: $a \ll \lambda$ 。但这里要先确定金属条的宽度, 所以先进行不同金属条宽度的仿真。这里先把栅格间距设为 $45 \mu\text{m}$, 对 $5 \mu\text{m}$, $10 \mu\text{m}$, $15 \mu\text{m}$, $20 \mu\text{m}$ 不同宽度(每 $5 \mu\text{m}$ 一个单位)的金属条栅格进行仿真。

图 4 为仿真结果图, 金属条是以 $5 \mu\text{m}$ 为单位增加, 可以看到图 4 (a) 发射波通过栅格的传输损耗随着金属条的增加而增加, 虽然图 4 (b) 接收波通过栅格的传输损耗在减小, 但是减小量较小, 而图 4 (c) (d) 可以看到对总体的影响不是很大, 所以确定金属条越细越好, 根据现在的工艺, 目前确定金属条 $5 \mu\text{m}$ 宽为佳。

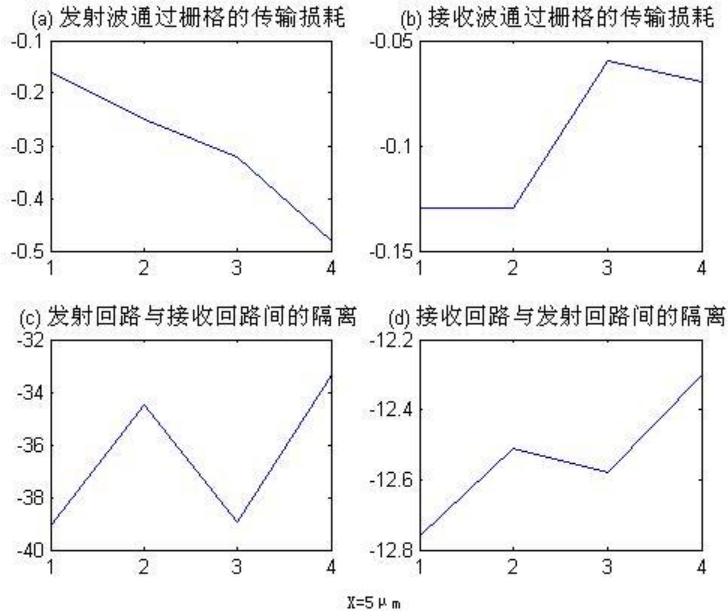


图 4 间隔 $45 \mu\text{m}$, 金属条以 $5 \mu\text{m}$ 为单位的仿真图

所以把金属条设为宽 $5\mu\text{m}$ ，间距设为 $5\mu\text{m}$ 到 $145\mu\text{m}$ ，以 $10\mu\text{m}$ 为单位分别进行仿真。

如图 5 为金属条宽 $5\mu\text{m}$ ，间距以 $10\mu\text{m}$ 为单位增加的仿真图。从图 5 (a) 可以看出随着间距的增加，发射波通过栅格的传输损耗在减小。图 5 (b) 显示接收波通过栅格的传输损耗的变化，在 $100\mu\text{m}$ 附近达到最大。而图 5 (c) 显示出不同间距情况下发射回路与接收回路的隔离度都还是不错的。图 5 (d) 显示接收回路与发射回路的隔离度随着间距增加而加大，但到了最后可以看出隔离效果开始下降了。故这里先确定间距 $95\mu\text{m}$ （周期 $100\mu\text{m}$ ）时为较好结果，原因在后面会补充说明。

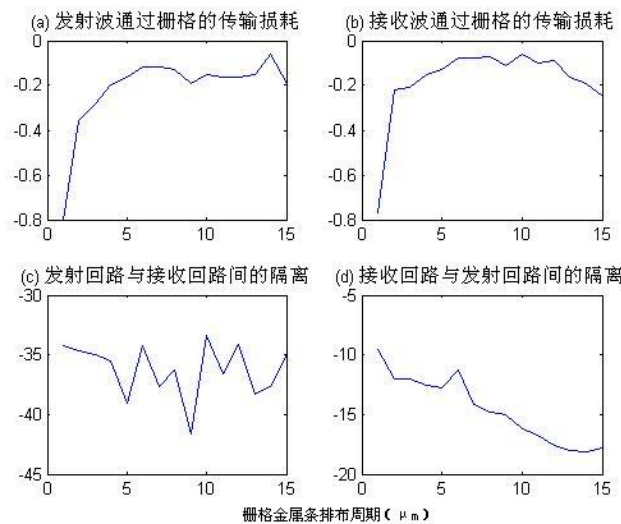


图 5 金属条宽 $5\mu\text{m}$ 时，间距以 $10\mu\text{m}$ 为单位的仿真图

图 6、图 7，是在金属条宽 $5\mu\text{m}$ ，间距宽为 $95\mu\text{m}$ 的情况下，所得的仿真图下面两图的纵坐标都为平面极化的电场值，单位为 dB。

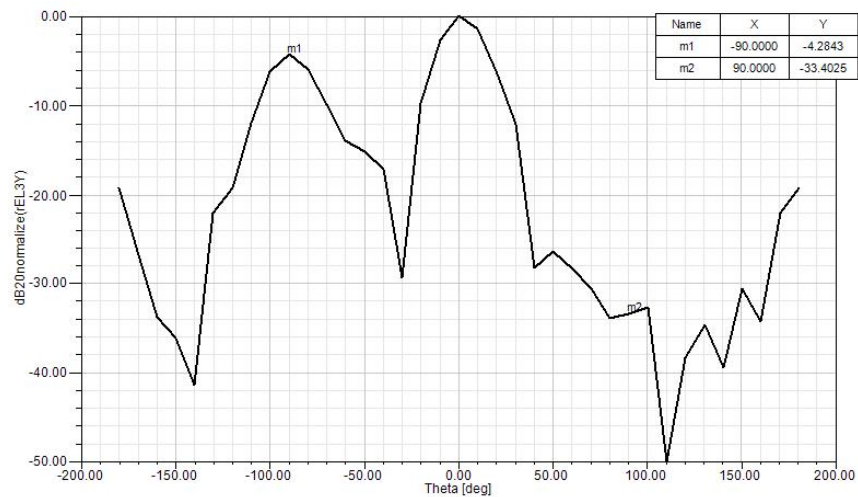


图 6 发射波所得到的平行极化波的仿真图

图 6 标注了两个点 m1，m2。反射的波（图 2 中的 E_{tr} ）为 m1 点，值为 -4.2843dB ，在没有金属条的仿真中（既金属条间隔无限宽），m1 点的数值为 -4.35dB ，所以可以见到聚酯

薄膜还是有一点的反射效果。但在实际中，还要在聚酯薄膜上做防反射涂层，所以值会更小。（所以确定间距时没有采用图 5（d）的最优值）由图 2 可以看到，m1 的波既没有进发射机也没有进接收机，所以影响较小。进接收机的波（图 2 中的 Ets）为 m2 点，值为 -33.4025dB，数值很小。m1 点数值，随着间距的增加会减小，但减小量不是很大。还有一点，如图 5，m1 点数值，虽然 m1 点不能进发射机和接收机，但是会对发射波有影响，当金属条变宽时，m1 的数值会明显上升，到 20 μ m 宽时，m1 点为 -3.3dB，所以金属条要尽量细。

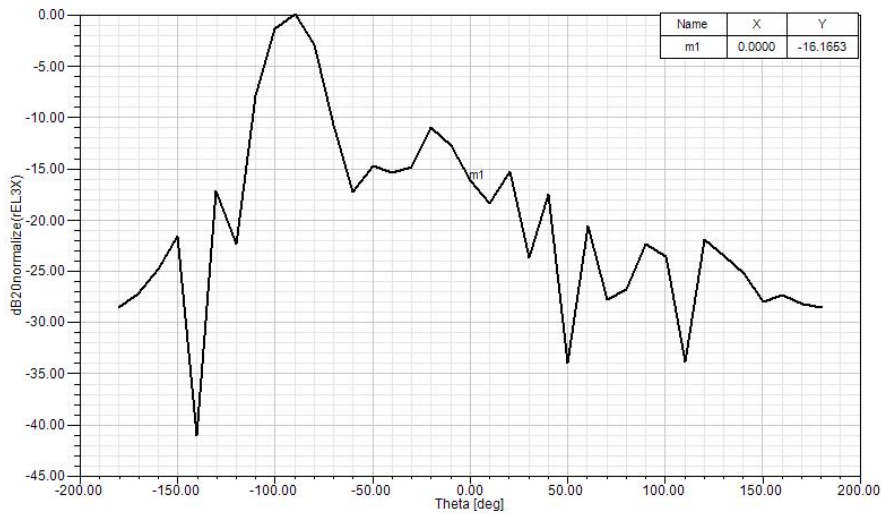


图 7 返回波所得到的平行极化的仿真图

图 6 上 m1 点（图 2 中 Ert）值为 -16.1653dB，为进发射机的电波，可以看出隔离效果。看到 m1 点左侧的波瓣（0° 左侧），是在间距不断加大的同时产生的，间距越大波瓣越靠近 0°，并且数值越大，所以为了将波瓣的影响降低，所以没有采用过宽的间距，所以上面采用的是 95 μ m 的间距宽度。

由以上的仿真结果可以看到，仿真数据可以满足本文开始的工作要求，极化栅格金属板达到了分离不同极化波的作用。表中所示全部为主极化波数据，经过仿真数据对比，交叉极化波数值很小，和平行极化波基本相差 20dB 以上，故没有列表显示。仿真采用的是 HFSS 软件，由于对机器要求比较高，所以如图 3 的仿真模型，栅格金属板没有画的太大，但可以肯定的是，如果加大栅格金属板的尺寸，那么得到的数据将会更好。

2 总结

由以上的研究发现，极化栅格金属可以很好的隔离不同极化方向的波。从仿真中，看到了这种方法的可行性，在以后的工作中，对其进行优化设计，将会得到更好的结果。从本文介绍的天馈系统来看，微波和光学相结合方法的研究，是十分有效的方法，这对以后在 THz 领域的发展也有着重要意义。

参 考 文 献

- [1] Robert W. McMillan, Senior Member, ZEEE, C. Ward Trussell, Jr., Ronald A. Bohlander, J. Clark Butterworth, and Ronald E. Forsythe, "An Experimental 225 GHz Pulsed Coherent Radar," IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 39, NO. 3, MARCH 1991
- [2] ROBERT E. MCKISH, FELLOW, IEEE, RAM M. NARAYANAN, STUDENT MEMBER, IEEE, JAMES B. EAD, STUDENT MEMBER, IEEE, AND DANIEL H. SCHAUBERT, SENIOR MEMBER, IEEE, "Design and Performance of a 215 GHz Pulsed Radar System," IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 36, NO. 6, JUNE 1988
- [3] V. I. Bezborodov, A. A. Kostenko, G. I. Khlopov, and M. S. Yanovski, "QUASI-OPTICAL ANTENNA DUPLEXERS," International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 18, No. 7, 1997

W频段LTCC微带到矩形波导过渡结构研究

辜 霄 王志刚 延 波 徐锐敏

(电子科技大学, 成都 610054)

摘 要: 本文介绍了一种利用低温共烧陶瓷 (LTCC) 技术实现微带到矩形波导过渡结构。此种结构在 8 层 127 μm 厚度的 DP943 LTCC 基板上使用了缝隙耦合和介质集成波导技术 (SIW), 利用金属化通孔和基板缝隙开槽良好的实现了能量的约束和传输。通过这种结构, 大约能够获得 5G 左右平稳的通带, 通带内插入损耗小于 1.4dB, 输入输出驻波系数小于 1.4dB 的优良性能。

关键词: LTCC 过渡 介质集成波导 缝隙耦合

Abstract: The paper presents a type transition between microstrip line and rectangle waveguide fabricated on a low temperature co-fire ceramic (LTCC) 8 layers 127 μm substrate. Slot coupling is used in the model. At the same time, the substrate integrated waveguide (SIW) technique is also used. Restricting energy is realized by making use of metal via and substrate slot. This transition type can give an effective bandwidth of nearly 5GHz under -18dB return loss and average -1.4dB insertion loss over the bandwidth at W frequency band.

1 引言

LTCC 低温共烧陶瓷集成技术是今年来迅猛发展的一项微波毫米波电路集成技术。相对于传统的制造工艺, 它的主要特点是集成度高, 体积小, 插损低。近年来, LTCC 在微波和射频领域已经取得了较好的应用, 但是在毫米波, 特别是 3 毫米频段的应用还较少。当电磁波传播频率上升到毫米波频段, 各种传输结构直接的转换显得尤为重要。本文的主要研究目的是解决 W 波段收发组建中波导接口到微带过渡的转换, 为 LTCC T/R 组件[1]的对外连接提供一个可靠使用的结构。

众所周知, 转换结构在收发组件系统里面扮演着重要的角色。在 HMIC 里面, 几种常见的微带到波导过渡结构已经被广泛的采用, 尤其是 E 面探针过渡[2], 脊波导过渡, 同轴转换等结构。但是这些结构都不能很好直接应用与 LTCC 结构里面, 主要是由于 LTCC 工艺和材料的限制。LTCC 基板必须保证它的完整性, 而且不易切割和弯曲。所以在 LTCC 工艺里面良好的实现波导到微带的转换是非常具有研究意义的。

在 LTCC 基板上直接实现微带到波导过渡是一种传统思路。考虑到微带可以很好的和介质集成波导 (SIW) 进行过渡, 同时介质集成波导又能通过缝隙耦合良好的和波导进行过渡。所以本文的设计思想是理由介质集成波导实现微带到波导的过渡转换。

2 理论与设计

在 LTCC 的研究中, 为了能借鉴普通金属矩形的优点, 在小型化, 集成化中得到应用, 产生了介质集成波导 (SIW)。在多层微波集成电路如 LTCC, 由于电磁波在 SIW 内部是主模传输, SIW 将波导窄边大幅度压缩, 在缩小体积的情况下最大限度地继承了金属波导的优点。

本文这里主要侧重于金属排孔壁能量泄漏的分析, 所以, 对于介质基片损耗、金属损耗和接地通孔之间的谐振影响, 这里不予考虑。在仿真中所采用的是无耗的介质基片材料和金属。

在谐变电磁场中, 功率流密度可由复数坡印亭矢量的实部表示, 式子如下[3]

$$S_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] \quad (1)$$

式中, E 和 H 是电场和磁场的复矢量, 星号表示取复数的共厄。根据散度定理, 对 S_{av} 的散度在体积 V 中的积分可由下式表示:

$$\int_V \nabla \cdot S_{av} d_v = \oint_f S_{av} \cdot d_v = \sum_{i=1}^n \int_{f_i} S_{av_i} \cdot d_v = 0 \quad (2)$$

式中, f_i 表示相对应的第 i 个。因为在 SIW 的顶部和底部是完全被金属覆盖, 所以上式可表示为:

$$P_{f1} + P_{f2} + P_{f3} + P_{f4} = 0 \quad (3)$$

式中, P_{f1} 是输入功率, P_{f4} 是输出功率, P_{f2} , P_{f3} 是从侧面两金属排孔壁泄漏的功率。假设输入功率 P_{f1} 是归一化量为 1, SIW 结构对称, 又有 $P_{f2} = P_{f3}$, 因此

$$P_{leak1} = P_{f2} + P_{f3} = 2 \times P_{f2} \quad (4)$$

在 SIW 这一无源网络中, 总的能量为 1, 而唯一的能量损耗就是由于电磁能量的泄漏引起, 所以, 能量的损耗可以由散射和传输系数确定

$$P_{leak1} = 1 - |s_{11}|^2 - |s_{21}|^2 \quad (5)$$

介质集成波导利用金属化通孔整列来模拟金属壁, 在采用 0.1mm 直径的通孔和 0.25mm 孔距的通孔整列的时, 能量可以得到良好的约束 (图 1)。

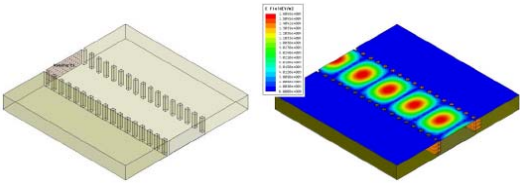


图 1 SIW HFSS 模型, 能量约束效果

理论分析发现微带线所支持的电场结构与 SIW 的主模式 (TE₁₀) 的场结构具有一种自然的相似性 (图 2), 因此有理由相信这是一种自然的过渡。

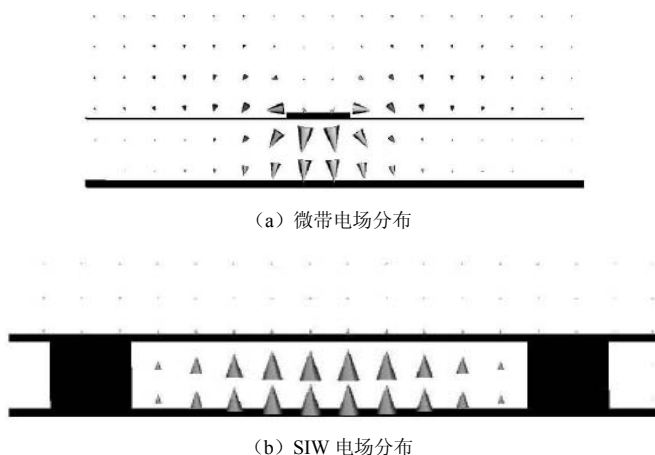


图 2

但是由于微带线所支持的准 TEM 模的电磁场与 SIW 的主模场分布仍存在相当的差异，这就使得在不连续性处会产生一定的反射[3]，用 CST 仿真的微带线和基片集成波导俯视图如图 2 所示，所以我们利用一个梯形过渡结构来解决这种不连续性，增加带宽。通过比较直接微带连接 SIW 和加入梯形过渡结构可以得出，梯形过渡结构大约可以增加 10G 的带宽（图 3）。

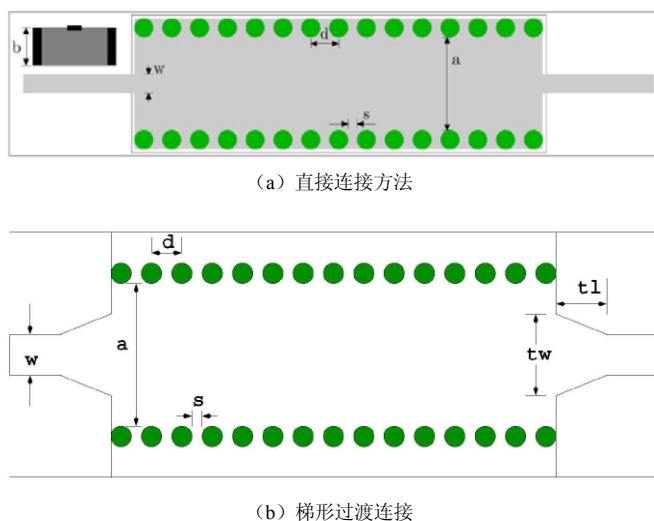


图 3

仿真中，我们使用的是 LTCC DP943 基板，基板厚度 0.92mm，介电常数 7.3.介质集成波导宽边长度 a 为 2.64mm，通孔直径 0.1mm，孔间距 d 是 0.25mm。 t_w 为 0.72mm， t_l 长度为 0.97mm，输入输出为 50 欧姆标准微带。

通过仿真，我们得到以下结果（见图 4）。

我们可以看到，利用了梯形过渡的微带到 SIW 过渡结构可以在 85G~110GHz 频段内获得良好的传输效果。在仿真中，我们使用 6 面立柱代替圆柱体，根据仿真结果，立柱和圆柱仿真效果基本没有差异，但是可以大大减少 HFSS 仿真的网格划分，大大提高仿真计算效率。[4]

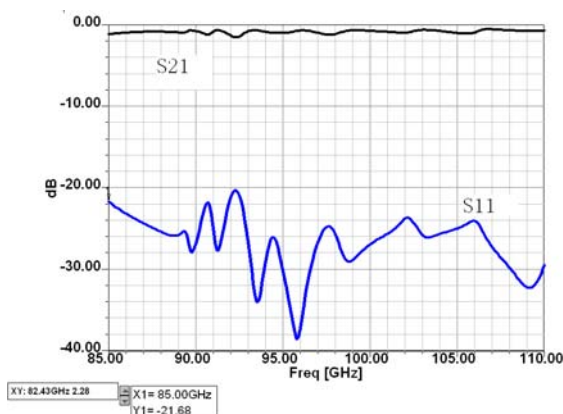
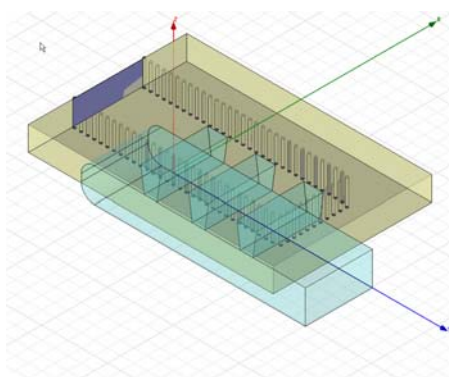
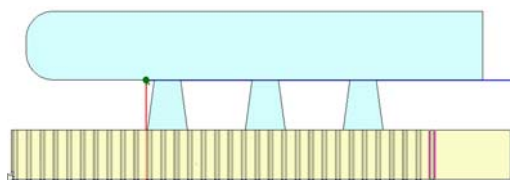


图 4 微带到 SIW 仿真结果

通过在介质集成波导和矩形波导的宽边进行开槽耦合，实现介质集成波导到矩形波导的耦合过渡 3 个开槽缝大约为 $1/4$ 波导波长。使用 3 个开槽的目的是展宽带宽。同时，因为空气波导和介质集成波导介电常数差异很大，直接开槽相接，不连续性会非常强。所以在开槽缝处增加垂直梯形空气过渡结构（图 5）。



(a) SIW 到矩形波导过渡结构立体示意图



(b) SIW 到矩形波导过渡结构俯视图

图 5

与 SIW 相连接的是标准矩形波导 BJ900。在这个结构里面，矩形波导上开槽缝宽是 0.48mm，梯形过渡结构高度是 0.83mm，介质集成波导上开槽宽度为 0.56mm，矩形波导和 SIW 槽距短路面的距离都为分别的四分之一波导波长。槽间距为 1.82mm，开槽长度为 2.64mm。由于矩形波导的截至特性，以及截至集成波导和矩形波导之间的阻抗差异。我们大约能够在 W 波段获得 5G 左右的良好带宽。能够满足毫米收发组建的使用。

最后，我们将微带到截至集成波导和矩形波导进行连接（图 6）为了保证能量能够更好的

传输，我们在微带到介质集成波导梯形过渡结构两边分别加上了一排金属通孔，目的是有效约束能量传输，提高过渡结构的性能。

最后经过 HFSS 仿真，我们得到了如图 7 的结果。

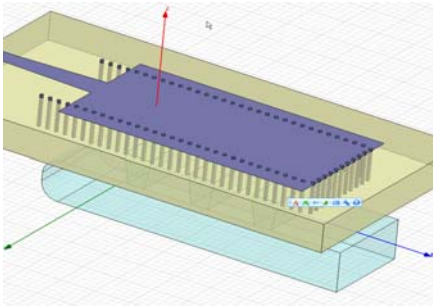


图 6 微带到矩形波导过渡结构示意图

最后经过 HFSS 仿真，我们得到了如图 7 的结果。

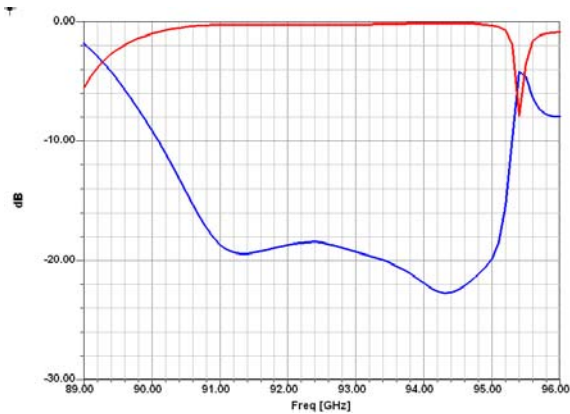


图 7 微带到矩形波导过渡仿真结果

3 结论

本文利用 SIW 和波导缝隙耦合技术实现了 W 波段微带到矩形波导的过渡，获得了大约 5G 的带宽，1dB 的插入损耗。该结构满足了 3mm 波收发组件在 LTCC 基板上的利用。在今后的研究中，将进一步考虑提高带宽和获得更好的安装工艺的结构。

参 考 文 献

[1] B.N.Das,K.V.S.V.R.Prasad, and K.V.S.Rao. Excitation of waveguide by stripline and microstrip-line-fed slots. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*,March 1986,34(3):321-327

[2] W.Grabherr, B. Huder, and W.Menzel. Microstrip to waveguide transition compatible with mm-wave integrated circuits. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, September 1994,42(9):1842-1843

[3] 李皓、华光等.基片集成波导和微带转换器的理论与实验研究. *电子学报*, 2003, 31(12A):2002 — 2004.

[4] D.Deslandes and K. Wu.Integrated microstrip and rectangular waveguide in Planar form. *IEEE Microwave Wireless Compon.Lett.*, February 2001, 11(2):68-70.

一种宽带功率均衡器的设计与实现

张 雷 喻 胜 延 波

(电子科技大学 物理电子学院, 四川成都 610054)

摘 要: 本文介绍了一种工作在 4-8GHz 的宽带功率均衡器。该均衡器采用微带陷波器结构, 利用三维全波分析软件 CST 进行目标曲线拟合, 使仿真结果满足目标曲线。加工调试后, 该功率均衡器可达到最大均衡量 18dB, 高端插损小于 3dB, 全频带内 S11、S22 小于 -10dB, 功率容量大于 30dBm, 满足设计指标要求。

关键词: 功率均衡器 宽带 微带陷波器结构

Design of GaN Power Amplifier

Lei Zhang, Sheng Yu, Bo Yan

(School of Physical Electronics, UESTC, Chengdu 610054)

Abstract: This paper introduces one type of wideband power equalizer used between 4 and 8GHz. This equalizer adopts microstrip trapper structure and utilizes 3D full-wave analysis software-CST to process objective curve fitting which makes the simulation result satisfies the objective curve. The power equalizer features maximum counterbalance which 18dB, high-end insertion loss less than 3dB, whole-band S11 and S22 less than -10dB, and power capacity over 30dBm.

Keywords: Power Equalizer, Wideband, Microstrip Trapper Structure

1 引言

雷达、干扰机等电子装备已成为现代高科技战争的重要装备, 这一结论已在近年来的数次国际局部战争中得到了充分的验证。而这些装备的战术性能很大程度上是由它们的核心部件大功率行波管等微波管决定的。但是由于各种因素, 大功率行波管在工作频带内往往存在较大的增益波动, 其幅频特性很难满足要求, 目前一种可行的解决办法是采用管外均衡技术, 而这一技术就是靠功率均衡器来实现的。

一般来说, 功率均衡器按传输介质划分, 主要有三种: 波导式、同轴式和集成传输线式^[1]。波导式和同轴式功率均衡器在结构上非常相似, 都是由传输线主线和连接在主线上的若干个带调节装置的谐振吸收结构组成, 谐振结构可以是同轴腔也可以是波导腔。当主传输线上传输的能量经过某个谐振腔时, 该腔的耦合机构将该腔谐振频率及其附近的一部分能量耦合入腔内, 依靠腔体内的吸收机构(吸收棒、吸收片)将能量吸收掉。通过机械调节机构改变谐振腔的谐振频率、耦合度和吸收量就可以调整谐振腔的损耗曲线和形状。

集成传输线式功率均衡器是在集成传输线（如微带线、带状线）上构成功率均衡器。这种类型的功率均衡器可以利用先进微波电路仿真软件进行快速、精确的仿真，这有利于电路的一次成型，甚至可以免调试。而且它的机械稳定性也优于同轴和波导式。

本文所介绍的均衡器采用集成传输线式实现。

2 均衡器设计原理

功率均衡器的陷波器合成：功率均衡器的频率衰减特性类似于一种“钟型”响应（见图 1），形式与陷波器近似。因此，考虑从陷波器出发来讨论实现宽带微波功率均衡器的电路拓扑结构。图 2 是由 R、L 和 C 组成的一种简单的接地串联回路以及其频率响应特性。

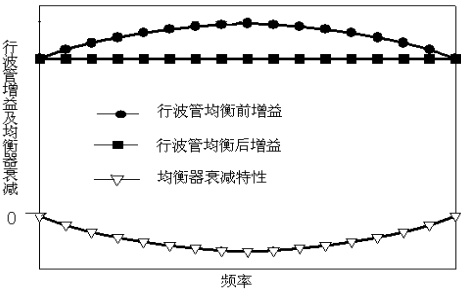


图 1 功率均衡器均衡原理

其中图 2 中串联谐振枝节的 S21 为：

$$S_{21}(\omega) = \frac{2(1 - \omega^2 LC + j\omega RC)}{2(1 - \omega^2 LC + j\omega RC) + j\omega RC} \tag{1}$$

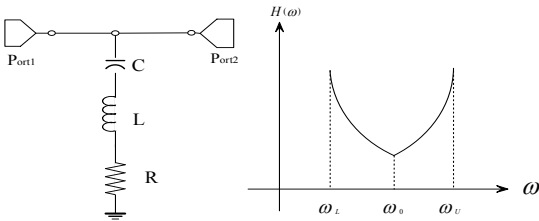


图 2 对地基本串联谐振电路响应

从图 2 中可以看出，它实际上是个陷波器，调节 L 和 C 可以调节其谐振频率，调节 R 可以调整谐振回路的 Q 值，从而调整它的最大衰减及波形的宽窄。

当多级谐振回路级联起来时，如图 3 所示。

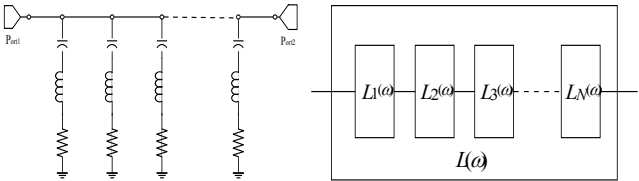


图 3 陷波器级联网络的插入衰减

图 3 所示级联网络的 T 矩阵为：

$$[T] = \prod_{i=1}^n [T]_i \tag{2}$$

然后由 T 矩阵和 S 矩阵的关系：

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & T_{11} - \frac{T_{12}T_{21}}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & -\frac{T_{21}}{T_{22}} \end{bmatrix} \tag{3}$$

就可以得到级联网络的 S 矩阵。

如果每一级陷波器的输入输出匹配都是匹配的，可以证明级联网络的频响特性可以写成：

$$S_{21}(\omega) = \prod_{i=1}^n S_{21}^i(\omega) \tag{4}$$

写成插入衰减的形式为：

$$L(\omega) = \sum_{i=1}^n L_i(\omega) \text{ (dB)} \tag{5}$$

式（5）可以看成是以陷波器响应作为基函数的某个响应波形的级数展开。根据级数展开理论，用无数多的陷波器响应总可以合成任意的响应波形。因此，可以设想以对地串联谐振陷波器单元作为基本的电路形式，适当选择各陷波单元的谐振频率、Q 值以及级联数目，就可以逼近我们需要的均衡响应。如图 4 所示。

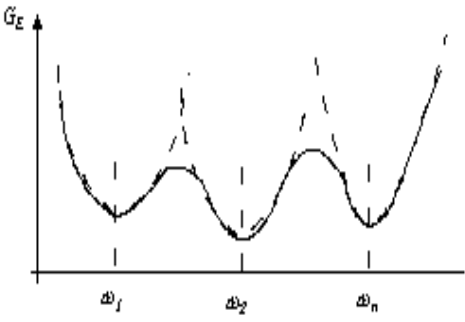


图 4 用多级陷波器单元实现均衡器

以上在理论上证明了采用基本陷波器单元实现功率均衡器的可行性，对于微波、毫米波功率模块中使用的功率均衡器，需要采用分布参数电路来实现这种陷波器单元，通过适当的级联最终实现微波、毫米波功率均衡器。

利用微带线实现陷波器响应：一段终端短路或者开路无耗传输线，如图 5 所示，它的输入阻抗和输入导纳为：

$$Z_{in}^{SC} = jZ_0 \text{tg } \beta l \text{ (终端短路)} \tag{6}$$

$$Z_{in}^{OC} = -jZ_0 \text{ctg } \beta l \text{ (终端开路)} \tag{7}$$

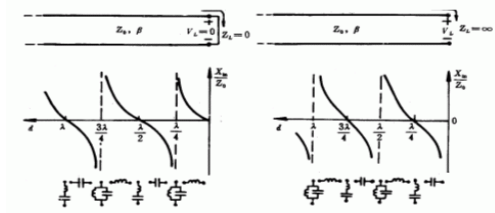


图 5 传输线等效为谐振回路

由式 (6) 和式 (7) 可以看到，一段无耗短截线的输入阻抗为纯虚数，随着长度的变化，短截线可以表现为感性、并联谐振、容性和串联谐振等特性，如图 6 所示，一段长 $\lambda/4$ 的开路线或一段长 $\lambda/2$ 的短路线都等效为一个串联谐振回路。

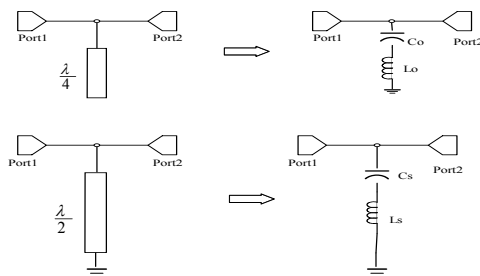


图 6 无耗短截线的 L-C 等效电路

如图 6 的微带谐振回路，损耗很小，可以看作是无耗的，而陷波响应要求其中要有一个电阻 R 调节谐振回路的 Q 值。当在图 6 所示的传输线网络上加上适当的损耗电阻时，就可以在中心频率附近得到陷波器的响应。按照终端短路或开路，加载电阻后的两种微带电路枝节结构如图 7 和图 8 所示。

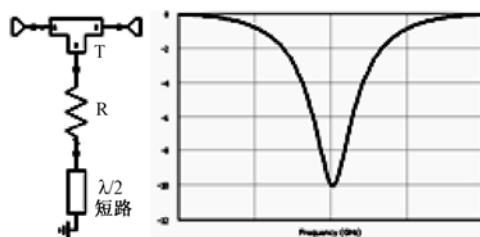


图 7 $\lambda/2$ 短路短截线及响应波

控制微带短截线的长度和宽度可以控制枝节的谐振频率，控制加载电阻 R 可以控制 Q 值。当加载电阻 R 具有不同的阻值时，微带陷波器的响应变化的趋势如图 9 所示。

在图 9 中， $R_1 > R_2 > R_3$ ，因此可以看出，控制加载电阻 R 可以控制陷波器单元的最大衰减，从而控制功率均衡器的均衡量的大小。

以上的分析表明，利用电阻加载微带短路或开路短截线可以实现基本的陷波器单元，并且通过改变短截线宽度和长度以及加载电阻 R 的大小就可以改变陷波器单元的谐振频率和衰减量的大小。因此，可以将这样的微带陷波器单元选择适当的级数通过适当的级联来实现宽带功率均衡器^{[2][3][4]}。

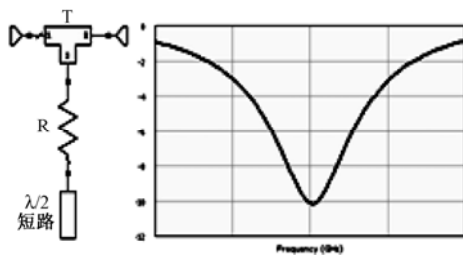


图 8 $\lambda/4$ 开路短截线及其响应波形

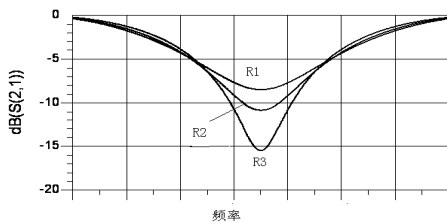


图 9 加载电阻对陷波器单元的影响

3 仿真及测试结果

根据以上理论分析，在微波仿真软件 CST 中建立模型，见图 10。

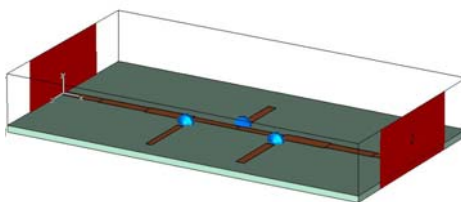


图 10 CST 仿真模型

经 CST 优化，得到仿真结果见图 11，基本符合设计指标要求。

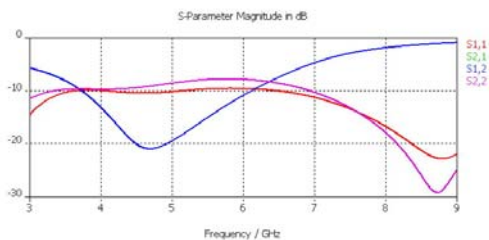


图 11 CST 优化仿真结果

本均衡器基片采用 TACONIC 公司的 RF-60，介电常数 6.0，厚度 0.635mm。测试仪器使用 AGILENT 公司的 E8363B 矢量网络分析仪，测试结果见图 12。

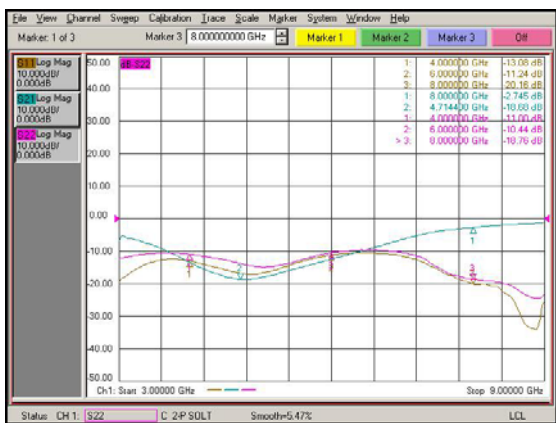


图 12 测试结果

通过对比仿真曲线和测试曲线，可以发现，两条曲线基本吻合。

4 结束语

本均衡器采用集成传输线形式，微带陷波器结构，仿真与测试结果比较吻合，满足了设计指标要求。

参 考 文 献

- [1] 苏光杰, 徐锐敏. 学位论文: 微波功率模块 MPM 的固态驱动模块技术研究. 电子科技大学. 2004 年 6 月.
- [2] 俞泉, 延波, 徐锐敏. MPM 中微带匹配式功率均衡器的优化设计. 2005 年全国微波毫米波会议论文集. 2006 年 2 月.
- [3] 刘青. 宽带匹配衰减均衡器的设计. 西安邮电学院学报. 1997 年 3 月. 第 1 期.
- [4] 杨自强, 徐锐敏. 学位论文: MPM 中均衡器的设计. 2003 年 6 月.

毫米波脉冲调制器设计

刘永星 詹铭周 徐锐敏

(电子科技大学 微波工程系, 四川成都 610054)

摘要: 脉冲调制器是脉冲体制雷达等发射机的重要组成部分。本文采用大功率场效应管设计了一种用于 W 波段脉冲振荡器中的雪崩二级管的调制器。ADS 的仿真结果表明, 脉冲峰值幅度 20V, 电流 10A, 并且脉宽便于在 100ns 范围内进行调试。

关键词: 脉冲调制器, 振荡器, 雪崩二极管

Design of Millimeter-Wave Pulse Modulator

Yongxing Liu, Minzhou Zhan and Ruimin Xu

(Microwave Engineering Department, UESTC, Chengdu 610054)

Abstract: In this paper, a high power pulse modulator which is used to trigger the IMPATT diode of millimeter-wave pulse oscillator is designed with the high power Mosfet IRF540. The simulation results showed that the voltage amplitude reached 20V and the current can reach 10A.

Keywords: Pulse modulator, Oscillator, IMPATT diode

1 引言

在许多毫米波固态系统中, 一个关键性的部件是毫米波固态振荡器, 毫米波固态振荡器因体积小、重量轻、电源电压低、寿命长等优点被广泛应用于雷达、精确制导和通信系统。

脉冲调制器是毫米波固态振荡器的重要组成部分, 其质量直接决定了毫米波脉冲固态振荡器性能的发挥。它除了调制射频功率源外, 还为系统的测距电路和信号处理提供基准信号和出发信号。

本系统设计中采用的是南京 55 所提供的 IMPATT 器件, 要求调制器驱动电压在 20V 左右, 电流大于 10A, 重复频率为 50KHz, 并且脉冲具有良好的上升下降时间沿。

本文采用了大功率、具有快速开关速度的场效应管 IRF540 等器件进行设计, 从而使整个驱动电路具有结构简单、体积小等优点。

2 电路基本组成和工作原理

脉冲调制器的一般原理组成如方框图 1 所示, 来自控制电路的触发脉冲通过预调制, 形

成具有一定脉冲宽度和重复频率的脉冲，控制调制开关的通断，来控制储能原件充放电，形成符合工作要求的高压脉冲，驱动雪崩管工作。

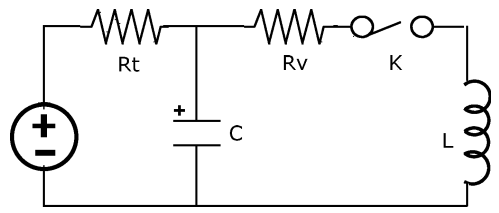


图 1 脉冲调制器原理图

整个电路由直流、充电电阻、脉冲电容器、阻尼电阻 R 、电感 L 以及开关 K 组成。其工作过程为：控制开关 K 的通断，用直流电源通过充电电阻向脉冲电容 C 充电，电容充满后，控制开关通断，使 RLC 回路放电，这样电感上就得到我们所需的 ns 级的脉冲信号。由图可知，开关导通速度对于整个电路最终输出的脉冲信号影响至关重要。从承受电压和导通速度综合考虑，我们在此选用 $IRF540$ 作为开关，实现对于电路的控制。

图 1 电路可以分成两个部分，分别为 RC 充电回路和 RLC 放电回路。电路中各器件对于整体电路的影响也可以分为两个部分进行讨论：

充电回路：振荡部分的能量来源于充电电容 C ，因此，充电电容在 $MOSFET$ 导通前应该充电完全。对于 RC 充电回路，其时间常数 $\tau = RC$ ，电容上的电压 $U_c = U_{dc}(1 - e^{-t/RC})$ ， τ 越大则充电越慢，时间越长。 $MOSFET$ 导通前，脉冲电容充电达到稳态所需的时间一般为 3τ 。

放电回路：在电容充电完全之后，开关导通，这时候通过 RLC 放电回路产生振荡，得到我们所需要的驱动脉冲。放电电路的固有振荡频率 $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$ ，它决定脉冲脉宽。在本文设计中，采用固定电容的形式，通过缠绕线圈的方式来调节电感，达到我们所需要的脉宽。电容首次放电时电感并不按照振荡规律上升，而是快速上升，故所得到的脉冲宽度比理论值要小。输出电感上的分布电容

会对整体电路有影响，从而影响到最终波形的输出，故而需要调整电感 L 的值，从而获得良好的波形输出。

3 电路的设计与仿真

在实际应用中，对于电路做适当的修改，从而实现我们所要求的脉冲实现，图 2 是采用场效应管实现具体的开关通断的原理图。

稳压器件，从而提高整体电路的稳定性。

对本电路可以进一步改进，在 $74LS123$ 外部端接 CD 在同步 TTL 触发电平下，一个正脉冲从场效应管 $T1$ 输入时。当低电平输入时候，场效应管 $T1$ 截止，输出端为高电平，电容 C 开始充电。当高电平输入时，场效应管 $T1$ 导通，这时形成振荡放电回路，电容储存能量和放电回路的时间常数决定最后的脉冲宽度。

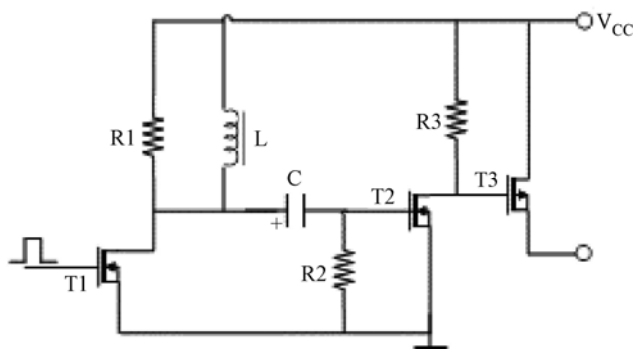


图 2 脉冲调制器实现电路

在电路实现中,我们采用 74LS123 作为效应管 T1 的输入端,提供一个控制电平。74LS123 在应用中的另外一个特点是其输出控制信号脉冲宽度可调,这能极大方便我们对于最终电路的调试。图 3 为脉冲调制器的整体电路结构图。

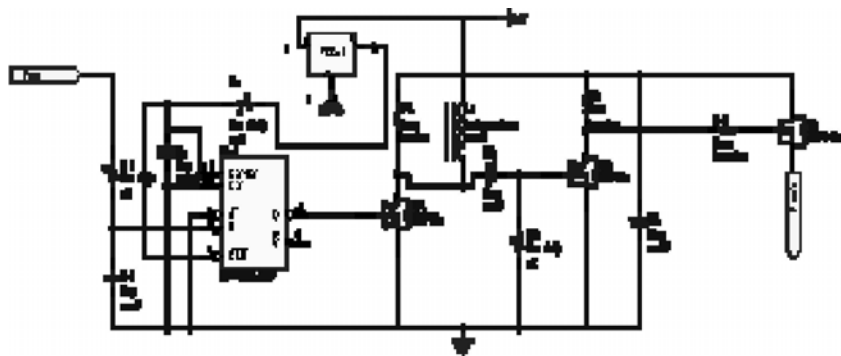


图 3 脉冲调制器电路

为了方便对于电路的调试,在整个电路中采用了多个可调电位器来实现。由于对于输出脉冲的稳定性要求较高,需要比较良好的脉冲上升下降时间沿,采用 78D05 对 74LS123 供电。在不要求电路体积的情况下,可以适当的增加一些稳压器件,从而实现整体电路输出的性能稳定。

对电路可以进一步改进,在 74LS123 外部端接 CD4060,通过外接晶振实现电路的时序控制。

通过仿真软件 ADS 实现对于电路仿真,对于 74LS123 的输出控制电平,采用等效脉冲源的方法,图 4 是具体的仿真电路图。

通过 ADS 瞬态仿真和优化,可以得到我们所需的脉冲信号,仿真结果如图 5 所示。

仿真结果显示,脉冲输出具有较好的时间上升下降沿,在端接雪崩管时(其负载通过模型计算为 2.6Ω),输出的电压峰值功率能够达到 20V 左右,具有良好的驱动效果。符合我们的设计需求。

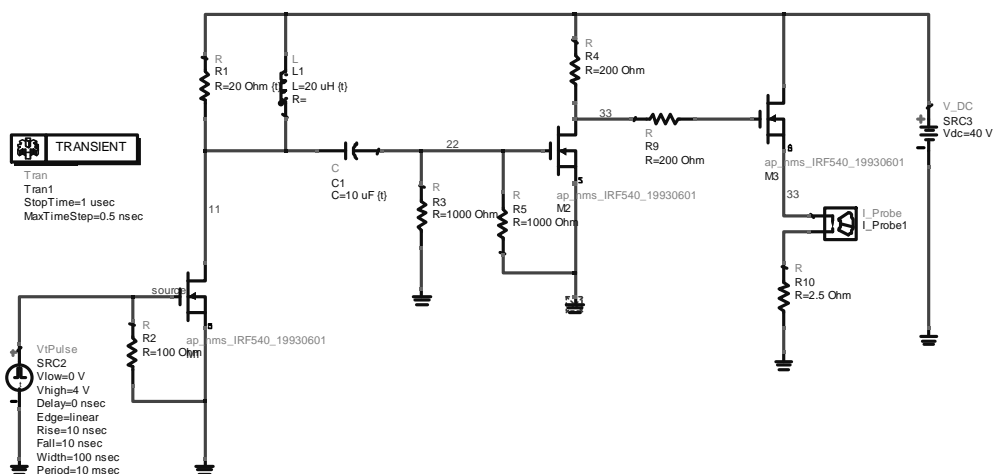


图 4 ADS 仿真电路

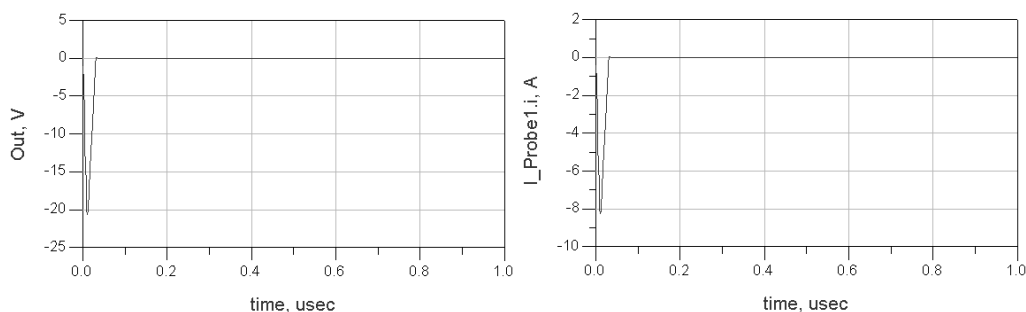


图 5 仿真结果

4 结束

本文采用高速场效应管作为开关，设计了用于驱动毫米波雪崩管的脉冲调制器，其脉冲输出峰值电压达到 20V，输出电流峰值约为 10V，其重复频率在 100KHz。

由于采用了场效应管，能够极大的缩减整个调制电路的面积，在 PCB 的设计过程中，整个电路的面积能够达到 $40 \times 40\text{mm}$ ，从而极好的应用与毫米波固态源的应用中。并且，整个电路设计中，采用了多个可调电位器以及电感，便于将来实际电路的调试工作。

参 考 文 献

- [1] WX 系列雪崩管 固体电子学研究进展 vol. 15, No. 1, Feb. 1995
- [2] 杨国, 李兴国 W 波段雪崩管窄脉冲调制器的研究 电子技术与应用
- [3] 钟科 毫米波可变脉宽脉冲固态振荡器技术研究 电子科技大学硕士学位论文
- [4] 金广华 毫米波脉冲固态振荡器 电子科技大学硕士学位论文 2001
- [5] 陈炯, 尹毅 脉宽和幅值可调的新型超窄脉冲发生器的研制 高电压技术 vol. 31 No. 5 May. 20

新颖的毫米波介质集成折叠波导滤波器

邱频捷 延波 徐锐敏

(电子科技大学 电子工程学院, 中国 成都 610054)

摘要: 在本文中, 一种改进型的介质集成折叠波导 (SIFW) 滤波器被第一次提出来。通过集成等效 E 面膜片到介质集成波导中, 我们设计了一种基于低温共烧陶瓷 (LTCC) 介质基板的毫米波带通滤波器, 并验证了这种新型折叠结构在滤波器设计方面的优势。这种滤波器相对于原来的不折叠结构体积上大大减小。通过电磁仿真软件计算得到一个 5 级、带宽 1.8GHz、中心频率 35GHz 的带通滤波器, 带内回波损耗大于 21dB、插入损耗小于 1.5dB。更值得注意的是, 这种结构的滤波器通过交叉耦合引入了一个传输零点, 使带外抑制得到了加强。

1 引言

近年来微波、毫米波通讯系统迅猛发展, 对微波器件在小型化、高 Q 值、低成本等方面的提出了更高的要求。但是对于高 Q 值无源器件来说, 例如滤波器、谐振单元、双工器等很难集成在平面集成芯片上。另一方面, 虽然传统的矩形波导由于其高 Q 性能被广泛应用于通讯系统, 但是它却由于体积关系难以同其他平面电路相集成。幸运的是最近, 介质集成波导 (SIW), 这种新型技术的提出很好的解决了这个难题^{[1]、[2]}。介质集成波导继承了矩形波导的低成本、性能好的优点, 同时又能满足同其他平面电路相互集成的特点, 而且尺寸减小了 $\epsilon^{1/2}$ 倍, 高度方面还可以进行灵活的压缩。即使如此, 它毕竟是以波导为原型, 相对于其他微带电路, 尺寸还是略嫌偏大。

很多学者对于如何来减小介质集成波导做了一系列努力。在文献^[3]中, 作者提出了一种紧凑的以 T 型隔膜波导为原型的折叠 SIW 结构, 这种结构减少了器件一半的宽度, 然而由于要等效中间的 T 型隔膜, 对加工和生产提出了很高的难度。在文献^[4]中, 几位学者提出了应用于微波、毫米波电路的半波模式介质集成波导 (HMSIW) 的概念。尽管它的尺寸看上去只有传统介质集成波导的一半, 但是实际上在其等效磁面开路端必须留出足够大的空间以防内部场结构受到干扰, 而且半波模式介质集成波导体积上减少的是宽度, 而不是更令人头痛的波导长度。所以介质集成波导尺寸上的问题仍没有得到妥善的解决。

基于文献^[5], 我们提出了一种改进型介质集成折叠波导 (SIFW), 结构如图 1 所示。我们对文献^[5]里的折叠结构进行了修改, 通过不相邻谐振腔之间的交叉耦合引入传输零点, 使得这种新结构特别适合用来设计高带外抑制的滤波器。最后我们提出了一种新颖的基于低温共烧陶瓷介质基板的毫米波介质集成折叠波导带通滤波器, 仿真结果验证了该滤波器的优良性能和尺寸小的特点。

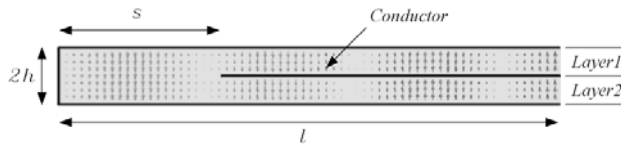


图1 改进型 SIFW 剖面图及其内部主模 TE₁₀

2 滤波器设计

介质集成波导的结构如图 2 所示，介质的底面和表面用金属覆盖去模拟波导上下表面，波导的侧表面通过在介质集成波导中打入金属化通孔阵列来等效，从而达到完全模拟在传统波导中的传播模式。介质集成波导中的截止频率由公式（1）决定。

$$f_{cmm} = \frac{K_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{w_{eff}}\right)^2} \quad (1)$$

其中 a_{eff} 和 w_{eff} 代表介质集成波导的有效长宽和宽度，近似可以公式 2 计算得到。

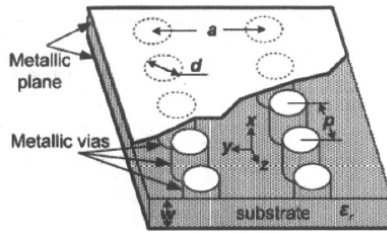


图2 介质集成波导（SIW）几何结构

$$a_{eff} = a - \frac{d^2}{0.95 \cdot p}, \quad w_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95 \cdot p} \quad (2)$$

特别的，对于 TE₁₀ 模而言

$$f_{c10} = \frac{1}{2a_{eff}\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (3)$$

其中 d 表示金属化通孔直径， a 和 w 表示腔体的长度和宽度， p 为通孔孔心距离， K_c 表示光速， ϵ 代表 LTCC 介质基板的介电常数。

介质集成波导的传输主模 TE₁₀ 在 Z 方向上连续的，所以介质集成波导的高度并不是一个敏感的参数，可以对其高度上进行压缩，垂直方向上的空间可以想办法利用起来。另一方面，尽管一些新型结构对介质集成波导的宽边减小做出了贡献，但是迄今为止还没有能够很好地缩小介质集成波导器件整体长度的措施被提出来。最近在文献^[5]中，介质集成折叠波导（SIFW），一种宽带传输结构被提出来，极大地缩减了 SIW 器件的整体长度。这种结构保留了传统矩形波导中的 TE₁₀ 传输主模，并使场分布通过折叠结构绕到本身波导下面继续传播。本文中，我们在上述模型的折叠拐角处加入一个谐振腔，提出一种改进型介质集成折叠波导，图 1 给出了这种模型的结构和主模场分布。这种结构以牺牲传输带宽为代价，取而代之的是针对拐角处上下层公用谐振腔的谐振频段设计滤波器，通过不相邻谐振腔之间的交叉耦合，引入传输零点加强带外抑制，使得这种新型折叠结构特别适合于滤波器设计，我们后面的分

析验证了这点。

E 面膜片滤波器是在 1974 年由 Konishi 第一次提出来^[6]，由于它简单的结构、安装方便以及优良性能后来被广泛应用于毫米波频段^{[7]、[8]}。通过用介质集成波导中的金属化通孔阵列替代原来插入在传统矩形波导 E 面处的膜片，我们曾经提出过一种新颖的毫米波介质集成波导滤波器，其结构如图 3 所示。金属膜片可以等效为电感 T 型网络，故滤波器的等效电路如图 4 所给出的那样，其结构尺寸的初值由以下公式可以推得：

$$K_{i-1,i} = |\tan(\frac{1}{2}\phi_i + \tan^{-1} X_{si})| \tag{4}$$

$$l_i = [\pi + \frac{1}{2}(\phi_i + \phi_{i+1})] \times \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \tag{5}$$

$$\phi_i = -\tan^{-1}(2X_{pi} + X_{si}) - \tan^{-1} X_{si} \tag{6}$$

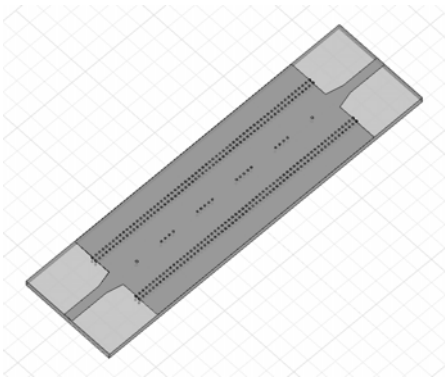


图 3 等效 E 面膜片的 SIW BPF

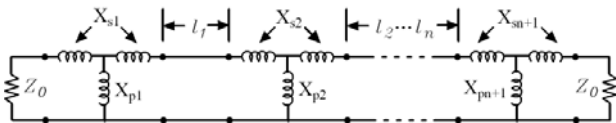


图 4 SIW BPF 的等效电路

其中

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_0}{\left[1 - \left(\lambda_0/2a\right)^2\right]^{1/2}} \tag{7}$$

我们设计的介质集成折叠波导滤波器属于三等分交叉耦合滤波器，许多学者在他们的著作中都阐述过交叉耦合滤波器的基本原理^{[9]、[10]}。事实上三等分只是诸多交叉耦合结构中的一种，由耦合的拓扑结构来分，通过不同的交叉耦合路径，可以得到对称、非对称、单个或者多个的传输零点。在图 5.中可以看到，中间的金属层把改进型介质集成折叠波导分为上下两层，整个结构被分为 5 个具有导向性的谐振腔，1 和 2 腔位于上层，4 和 5 腔位于下层，3 腔作为一个上下层公共腔位于拐角处。这 5 个腔被三排用金属化通孔模拟的 E 面膜片分割开来，实现容易，等效效果也很好。

微波信号在这种结构中只有两条传输路径：谐振腔 1→2→3→4→5 和谐振腔 1→2→4→5。第 2 和第 4 腔上下相邻，在中间金属层的边缘，折叠的拐角处，产生交叉耦合。由图 6 可以看到，当 f<f0，主传输路径同交叉耦合路径相位差是 180°，在通带的低端会产生一个传输零

点。同样地，当 $f > f_0$ ，由于主传输路径与交叉耦合路径相位差是 0° ，所以没有传输零点产生。

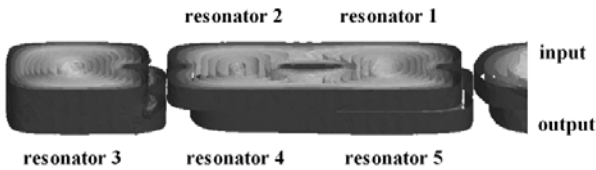


图 5 SIFW 中的场能量传输

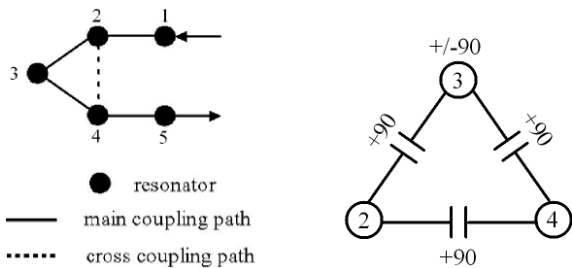


图 6 SIFW 滤波器耦合拓扑

本文中我们在介质集成折叠波导中设计了一个 5 级 0.1dB 波纹的切比雪夫带通滤波器，其中心频率 35GHz、带宽 1.8GHz。介质材料选的是 Ferro-A6M，介电常数 5.7，每层 LTCC 厚度 0.094mm，共使用了 8 层 LTCC，滤波器总厚度 0.752mm。滤波器的结构图 7 中已经给出，为了得到一个好的性能，金属化通孔的位置需要进行优化和调整。

更重要的是，有时候因为加工精度的限制，由计算得到的膜片尺寸初值，不能够由金属化通孔实现。例如本文中的 d_2 ，膜片尺寸大于一个通孔直径，却小于 2 个通孔可以加工的孔心距，难以等效。我们经过仿真验证后，总结出来可以用一个大直径的金属化通孔来等效这种尺寸的膜片。原因是：电磁场在大直径通孔和膜片物理形状差别最大的膜片中部是很弱的，所以只要长度保证了，宽度影响可以近似忽略。

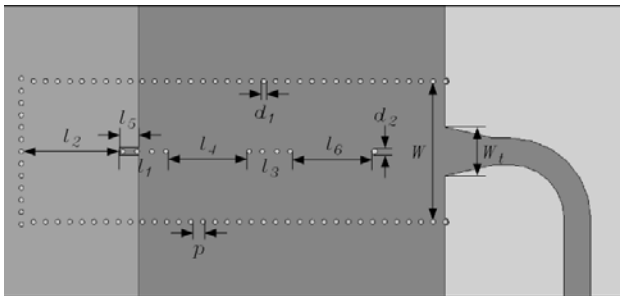


图 7 SIFW 滤波器俯视图

3 仿真结果

滤波器通过三维电磁仿真软件 HFSS 进行计算仿真，其结果如图 8 所示。从图中可以看到，通带范围从 34.1GHz 到 35.9GHz，通带内包含输入输出两端的介质集成波导到微带的过渡结构，回波损耗大于 21dB，插入损耗小于 1.8dB。而且在 33.2GHz 处有一个由交叉耦合引

入的传输零点，使带外抑制得到了加强，和我们前面分析的结果一致。

整个介质集成折叠波导滤波器尺寸只有 $11.7\text{mm}\times3.0\text{mm}\times0.8\text{mm}$ ，在图 9 中可以看到其完整的结构模型，相对于原来的不折叠介质集成波导滤波器（体积 $19.7\text{mm}\times3.2\text{mm}\times0.4\text{mm}$ ），介质集成折叠波导滤波器用高度上 0.4mm 的增量换来了长度上 8mm 的减小，而且由于 LTCC 介质基板强度的关系不能太薄，高度上的这些空间即使不用，也是作为基板支撑空在那里的。

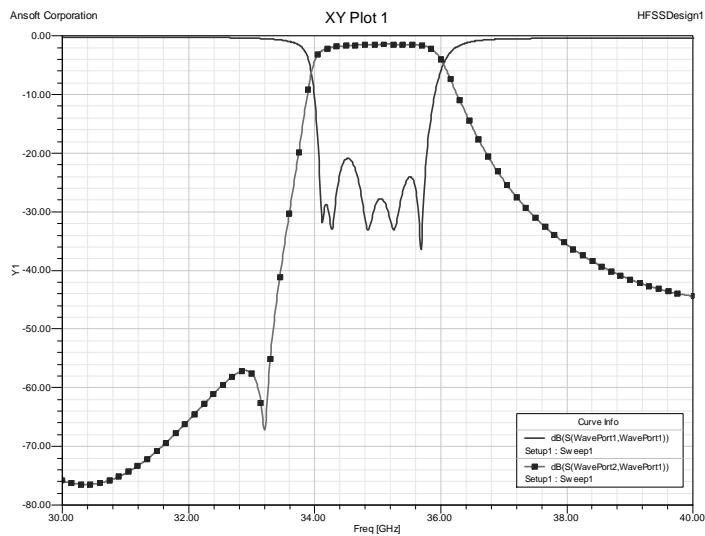


图 8 5 级 SIFW 滤波器 S 参数仿真结果

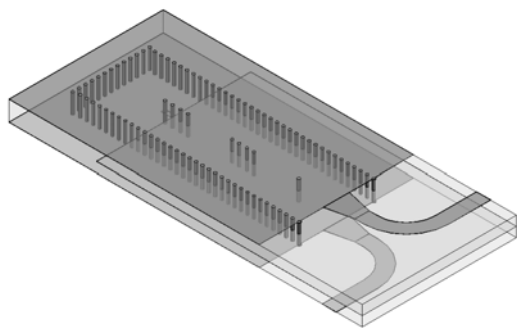


图 9 SIFW 滤波器结构透视图

4 结论

本文第一次提出了一种改进型介质集成折叠波导，基于这种新结构，我们设计并分析了一种新颖的毫米波介质集成折叠波导滤波器，这种滤波器使用金属化通孔阵列代替传统矩形波导中的 E 面膜片，同时新的折叠结构引入交叉耦合产生的传输零点，使低端的带外抑制得到加强。低温共烧陶瓷技术也被采用使体积进一步缩小。相对于原本的不折叠结构，器件长度方面减小了近一半，对于现代通讯系统的小型化有相当重要的意义。

参 考 文 献

- [1] Zhangcheng Hao, Wei Hong, Hao Li, Hua Zhang Ke Wu, “A broadband substrate integrated waveguide (SIW) filter”, Antennas and Propagation Society International Symposium, p.598-601 vol. 1B (2005).
- [2] Dominic Deslandes, Ke Wu, “Millimeter-wave substrate integrated waveguide filters”, Electrical and Computer Engineering, 2003. IEEE CCECE 2003. Canadian Conference on Volume 3, p.1917-1920 vol.3 (2003).
- [3] Grigoropoulos N., Young P.R., “Compact folded waveguides”, Microwave Conference, 2004. 34th European Volume 2, p.973-976 (2004).
- [4] Hong Wei, Liu Bing, Wang Yuanqing, Lai Qinghua, “Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application”, Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics, p.219-219 (2006).
- [5] Nikolaos Grigoropoulos, Benito Sanz-Izquierdo, and Paul R. Young, Senior Member, IEEE, “Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters”, Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Volume 15, Issue 12, p.829-831 (2005).
- [6] Y.Konishi, K.Venakada, “The design of a bandpass filter with inductive strip-planar circuit mounted in waveguide”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 22, Issue 10, p.869-873 (1974).
- [7] Arndt,F., Bornemann,J., Grauerholz,D., Vahldieck,R., “Low-Insertion-Loss Fin-Line Filters for Millimetre-Wave Applications”, European Microwave Conference, p.309-314 (1981).
- [8] Erdem Ofli, Rudiger Vahldieck, Smain Amari. “Novel E-Plane Filters and Diplexers with Elliptic Response for Millimeter-Wave Applications”, IEEE MTT-S, vol.53, NO.3, p.843-851 (2005).
- [9] J. S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, New York: Wiley, (2001).
- [10] J.S. Hong and M. J. Lancaster, “Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters With a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies. ” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 48, Issue 7, Part 1, p.1098-1107 (2000).

Ka频段同轴波导空间功率合成技术

肖馥林 文光俊 金海炎

(电子科技大学通信与信息工程学院 RFIC 实验室,成都 610054)

摘要: 本文提出了一种 Ka 频段同轴波导-微带对极鳍线阵列形式的空间功率合成网络。该结构以 K 接头作为输入和输出口,过渡和功率分配一步完成,经三维电磁仿真软件 HFSS 仿真表明,该合成网络具有宽频带、低插损的优点。是一种有用的合成网络结构,具有很大的利用前景。

关键字: 毫米波,对极鳍线,空间功率合成

Coaxial Waveguide-Based Spatial Power combining at Ka-band

Fulin Xiao Guangjun Wen Haiyan Jin

(School of communication and Information Engineering, University of Electronic
Science and Technology of China RFIC Lab 610054, Chengdu, China)

Abstract: In this paper, a spatial power combiner at Ka-band using finline arrays of overmode coaxial waveguide to microstrip transition is proposed. The input and output port of the network is the K connector, transiting and power dividing are achieved at one time. By simulating the combiner using HFSS, it is indicate that this model has a wide band and small insert loss, which is a useful power combining network structure. The model's feasibility is validated.

Key Words: millimeter wave, finline, spatial power combining

1 引言

大功率毫米波源是毫米波雷达、通讯、干扰机、精确武器制导系统中发射前端的核心部件。固态器件以直流电压低、可靠性高、抗冲击性能强、电路结构紧凑、尺寸小、重量轻而倍受重视。然而随着频率升高,单个固态器件的功率输出就会迅速减少,难于满足实际应用要求。通过组合多个相干工作固态器件或叠加多个分离器件输出功率的功率合成方法是提高毫米波系统输出功率的有效方法,得到非常广泛的应用^[1]。

本文提出了同轴波导-微带对极鳍线阵列形式的空间功率合成网络,以同轴线 K 接头作为输入和输出,这样可以减少在输出高功率能量时的损耗^[2],其结构原理图如图 1 所示,其优点在于进行传输线转换的同时完成功率分配,并且合成路数不受限制,各路之间完全对等,输出幅度和相位一致性好,合成效率高,同时还具有体积小,可靠性强,容易散热等特点。我们利用商用高频仿真软件 HFSS 进行了仿真,仿真结果显示在 26.5GHz-40GHz 的范围内,输入端的回波损耗小于-15dB,插入损耗小于 0.2dB。

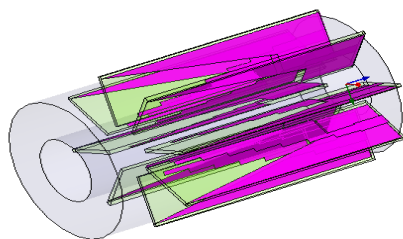
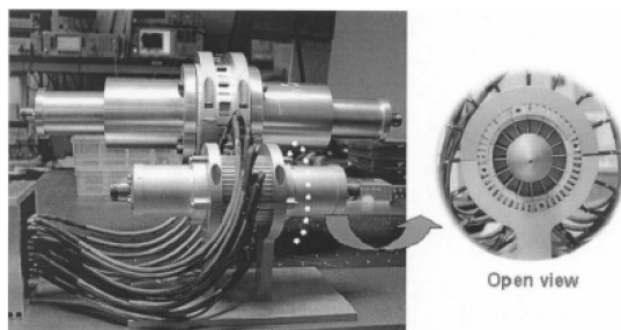


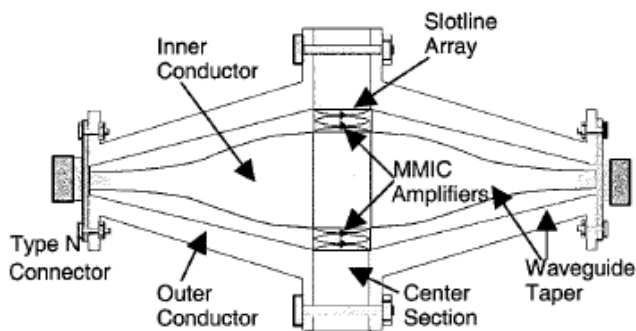
图 1 同轴波导-鳍线阵列形式

2 理论分析

同轴波导空间功率合成技术的基本结构与工作原理如图 2 所示^[3],它是在同轴波导内沿波的传播方向放置波导到微带的转换结构(鳍线结构)和有源放大器件,通过波导到微带的转换结构将同轴波导的 TEM 场转换为平面微带传输线的准 TEM 场,便于与微波集成电路相兼容。这种过模同轴波导功率分配/合成器具有宽带过渡特性。



(a) 过模同轴波导空间功率合成基本结构



(b) 波导内空间功率合成基本原理

图 2 毫米波同轴波导空间功率合成系统示意图

对极鳍线的渐变形式有很多种,常用的是余弦平方渐变方式^[4]。但是,余弦平方渐变过渡结构由于优化渐变曲线复杂,加工精度不易保证,因此,我们采用阶梯渐变结构过渡。

采用阶梯渐变的对极鳍线过渡结构如图 3 所示，鳍线正面采用渐变宽度为 $W1$ 的四分之一波长阶梯渐变过渡，然后通过宽度为 $2*W1$ 的微带线过渡到 50Ω 微带线。背面为了设计方便，我们采用三角渐变过渡方式，首先，渐变过渡鳍线把 TE_{10} 模的电场集中并旋转 90° ，成为在有交叠鳍线的对极鳍线中传播的准 TEM 模，然后将对极鳍线转变为微带线。电路仿真参数如表 1 所示：

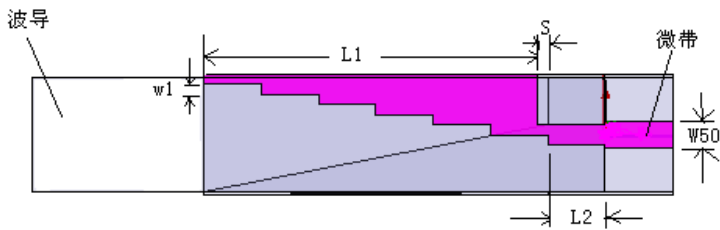


图 3 对极鳍线过渡段结构

表 1 阶梯渐变过渡对极鳍线仿真参数

W1	L1	S	L2	W50
0.3 mm	10.2 mm	0.25 mm	1.5 mm	0.76 mm

表 1 所示的仿真结果如图 4 所示，在 25.5-46.5GHz 带宽内，输入端口回波损耗小于 -20dB，插损在 0.03-0.06dB 之间。

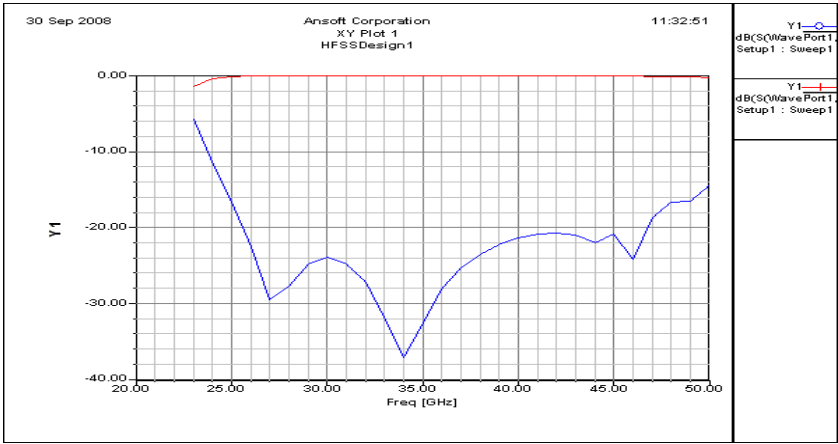


图 4 渐变过渡仿真结果

3 物理模型的建立及仿真

本文采用对鳍线形式，其八路功率分配网络在 HFSS 软件中建立的仿真模型如图 5 所示。仿真结果如图 6 所示，从结果可以看出，在 30-40GHz 的频段内，回波损耗在 20-50dB，插入损耗在 0.16-0.22dB，通带平坦且无谐振点。

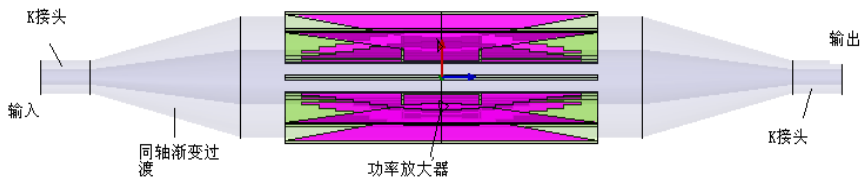


图 5 波导-微带双路对极鳍线四路功率合成网络

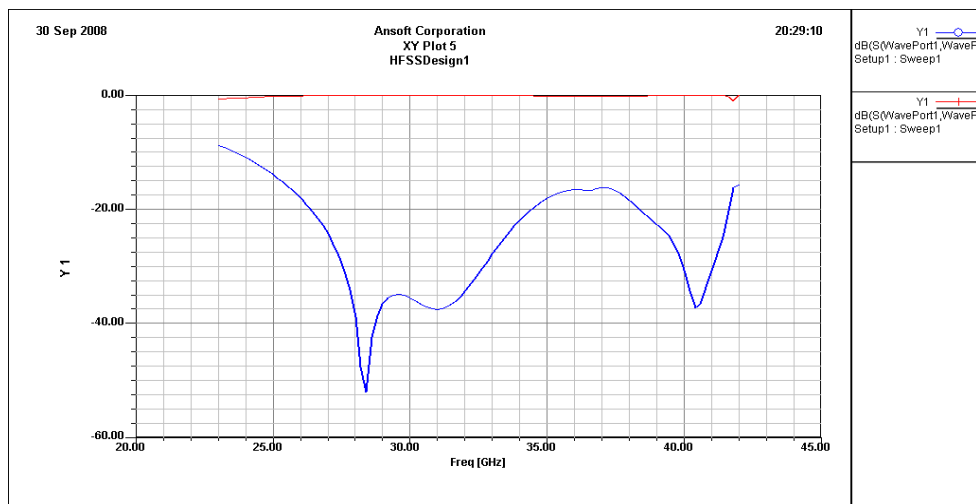


图 6 8 路功率合成网络仿真结果

4 结论

本文介绍了一种基于同轴波导的八路空间功率合成网络，对极鳍线在完成同轴波导-微带过渡的同时，也承担了功率分配/合成的任务。经 HFSS 软件仿真，八路合成在 25-42GHz 的回波损耗小于 -16dB，插入损耗在 0.06-0.2dB 之间，通带平坦且无谐振点。是一种具有应用前景的功率合成结构。

参 考 文 献

- [1] K. A. Hummer, K. Chang, "Spatial Power Combining Using Active Microstrip Patch Antennas," Microwave and Optical Technology Letters, vol.1. No.1. Mar, 1988. pp.8-9
- [2] P. Jia, L.-Y. Chen, A. Alexanian, and R. A. York, "Multioctave spatial power combining in oversized coaxial waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 1355-1360, May 2002
- [3] Pengcheng Jia, Lee-Yin Chen, Angelos Alexanian, etc. Broad-Band High-Power Amplifier Using Spatial Power-Combining Technique. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 2003, 51(12):2469-2475
- [4] 喻梦霞 徐军 薛良金. 毫米波微带波导过渡设计. 红外与毫米波学报. December 2003 Vol.22 No.6

GaN功率放大器设计

杨 光 国云川 徐锐敏

(电子科技大学 微波工程系, 四川成都 610054)

摘 要: 本文采用 GaN 器件设计了 S 波段的功率放大器, 采用负载牵引的方法获得最佳负载阻抗值, 优化最大功率输出, 结果显示, 在中心频率 2.14GHz 放大器有 20W 的饱和输出功率, 3dB 带宽 600MHz。通过输出匹配网络, 实现对高次谐波的抑制, 实现在 1dB 压缩点处, 2 次 3 次谐波抑制制度达 50dBc 以上。

关键词: 功率放大器, 氮化镓, 负载牵引, 谐波抑制

Design of GaN Power Amplifier

Guang Yang Yunchuan Guo Ruimin Xu

(Department of Microwave Engineering, UESTC, Chengdu 610054)

Abstract: In this paper, a GaN discrete HEMT device was used to design an S-band power amplifier. Load-pull method was used to find the optimum load impedance for output power. The amplifier achieves 20W saturation output power at its centre frequency 2.14GHz, and has a bandwidth of 600MHz. And in the output matching network measures have been taken to suppress harmonics. The suppression of the second and third order harmonics is better than 50dBc at its 1dB power compression point.

Keywords: Power Amplifier, GaN, Load-Pull, Harmonic Suppression

1 引言

半导体技术对于现代计算机技术以及无线和通信技术的发展起到了重要作用, 然而随着武器装备现代化迅速发展的需要, 对耐高温、抗辐射等恶劣环境工作的高性能电子器件的需求日益迫切, 而传统半导体的发展已接近其应用极限, 尤其在高温、高功率领域, Si 或者 GaAs 等半导体器件以显现出诸多局限。

宽禁带半导体材料具有高的击穿电场、高导热率、高的电子饱和漂移速率和更好的抗辐射性, 非常适合制作耐高温、大功率电子器件。特别是 GaN 材料高工作频率的特点, 近年来越来越受到人们的广泛关注^{[1][2]}。

轻重量、小型化固态发射机系统对于无线通行领域有重大的意义, 而其核心部件之一就是功率放大器。功率放大器是射频微波收发系统中能耗最大的部件, 性能优越的微波功放要求高效率、高稳定度、高线性度、高增益、宽带宽等^[3]。

GaN 器件所具有的高电压低电流特性使得 GaN 功放具有设计宽带功率放大器的特性; 其工作温度理论上可以高达 500°C, 热导率高, 可以大大简化散热器的设计, 便于小型化、轻量

化和降低成本，作为固态功率放大器，有着很好的应用前景。

2 电路设计与分析

采用了 Cree 公司的 GaN HEMT（CGH40010）器件来实现高增益，高效率的功率放大器。设计目标是放大器工作在 2.14 GHz 的中心频率，单级放大其增益大于 17 dB，输出功率大于 10W。

对于功率放大器设计，由于管子要工作在接近饱和的强非线性状态，仅仅依靠管子的 S 不能准确的模拟管子的实际工作状态，因此，准确的大信号模型是设计性能优越的功率放大器的基础。Cree 公司提供了 CGH40010 的大信号模型。此模型还包含了器件的温度效应。我们对 Cree 提供的大信号模型进行仿真验证，直流 I-V 特性以及小信号 S 参数的仿真结果与测试结果吻合良好，证明了此模型有足够高的准确度。

功放的设计步骤分为 3 步。首先应根据设计放大器的类型选择合适的直流工作点。管子击穿电压为 84V，栅极截断电压为-2.8V。通常可将漏压选在 1/3 击穿电压处，即 $V_{ds}=28V$ ，管子的静态工作电流选择 200mA。

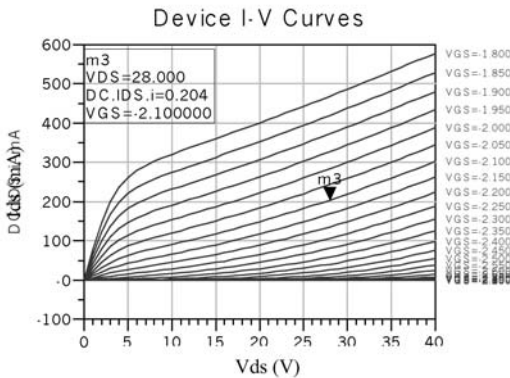


图 1 器件直流 I-V 特性曲线

根据功率最佳传输的原理，可以由直流工作点估算出最佳输出功率的负载阻抗，由（1）式给出。

$$R_L = \frac{(V_{ds} - V_{knee})^2}{2P_{out}} \tag{1}$$

V_{ds} 为直流偏置漏源电压， V_{knee} 为管子膝点电压， P_{out} 为输出功率。这种方法简单快捷，并且能够说明宽禁带半导体器件负载阻抗较高的原因。

可以看到，GaN 器件所具有的高电压、低电流的特性使器件达到最佳输出功率时需要的负载阻抗值较大。作为一个比较，采用 NE6510179A 的 GaAs HJ-FET，工作在 1.95 GHz 的 3W 功率放大器，工作点选择为 $V_{ds}=5V$ ， $I_{ds}=1.2A$ ，输出负载阻抗要求为 2.6 欧姆。

常规的半导体器件，由于材料击穿电场低，工作电压不高，这类半导体功率器件一般要求非常小的负载阻抗值来实现最佳的输出功率，因此很难在宽频带实现匹配，这是实现宽功率放大器的最大难点^[4]。而宽禁带半导体器件由于自身的特性，很大程度上缓解了低阻抗的要求，因此宽禁带器件在本质上更容易实现功率放大器的宽带设计。

通过器件直流 I-V 特性曲线确定 R_L 的方法虽然简单快捷，但是精度不高。一般需要使用负载牵引的方法获得最佳的负载阻抗值，从而进行匹配电路的设计。

图 2 是器件 1dB 功率压缩点处得到的等输出功率圆（实线）与等附加效率圆（虚线）。最佳负载的选取需要根据应用情况，对输出功率，效率以及增益综合考虑。

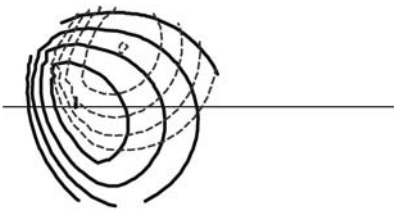


图 2 负载牵引得到的等功率圆（实线）与等附加效率圆（虚线）

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \tag{2}$$

一旦确定负载阻抗，由式(2)可得到输入端的反射系数 Γ_{in} ，需要将源阻抗需要匹配到 Γ_{in}^* ，可以获得最佳的输入驱动能力^[5]。

下一步是通过匹配网络来实现阻抗的变换。为了减小元器件寄生参量的影响，采用了分布式元件（传输线、开路、短路枝节）来实现阻抗变换。图 3 是输出匹配网络的原理图。输出匹配网络采用了两段串联传输线和两个开路枝节线来实现。

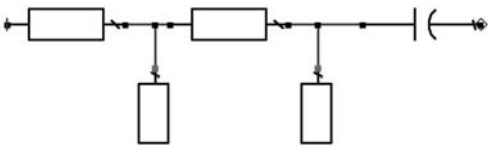


图 3 输出匹配电路原理图

图 4 是输出匹配网络的匹配过程。Smith 圆图的 Q 值定义为：

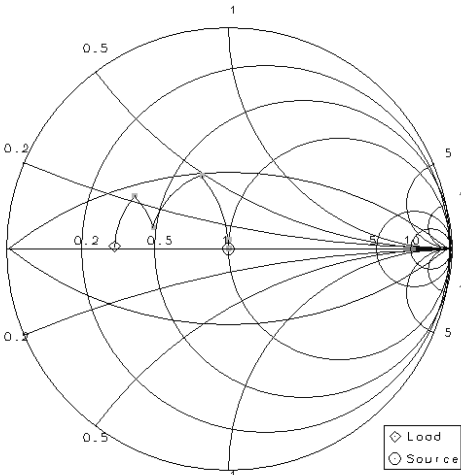


图 4 匹配网络的实现原理及等 Q 值曲线

$$Q = \frac{X}{R} \quad (3)$$

X 是阻抗虚部, R 为阻抗实部。 Q 值越小, 匹配网络实现阻抗变换的带宽越大。图中采用的匹配在 $Q=0.8$ 以内。

虽然采用更多的枝节可以进一步增加匹配的带宽, 但是这样会带来匹配网络复杂, 尺寸增大, 损耗增加等问题, 因此, 采用两节枝节是个合理的选择。

对于输入匹配网络, 也采用相同的设计方法, 将圆阻抗匹配到带宽内频率的高端, 这样可以起到改善增益平坦度的作用。

同时输出匹配的两个开路枝节长度分别设计为 2 次与 3 次谐波的 $1/4\lambda_g$, 可以在输出端形成 2 次和 3 次谐波的两个短路点, 从而有效的抑制谐波分量的输出。图 5 和图 6 分别是采用不同输出匹配网络的仿真结果。两个匹配网络在基波频率完成的阻抗变换是相同的, 即在基波的频率上将负载 50Ω 阻抗变换到相同最佳的负载阻抗值。因此在基波频率上, 两个电路的输出功率几乎一样。图 6 的电路在开路枝节长度的选取上, 特意对 2、3 次谐波进行了抑制, 可以看到谐波分量明显的减小了, 对 2、3 次谐波的抑制度达到了 50dBc 以上。

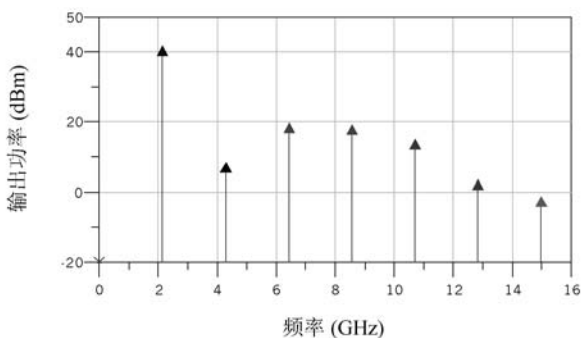


图 5 输出基波及谐波功率

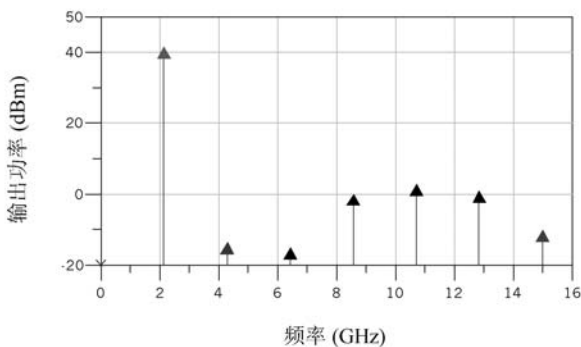


图 6 输出基波及谐波功率

3 电路仿真结果

本文设计的功率放大器中心频率为 2.14 GHz, 如图 7 所示, 饱和输出功率 43dBm, 1dB 压缩点输出功率 38.2dBm, 此处的功率附加效率达到 56%。单级放大器的增益在 1dB 压缩点

处大于 17dB。

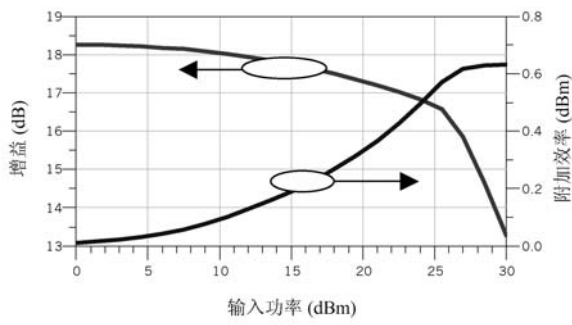


图 7 放大器增益与附加效率

图 8 表示了输入功率为 23dBm 时，放大器增益的频率特性，3dB 带宽达 600 MHz。

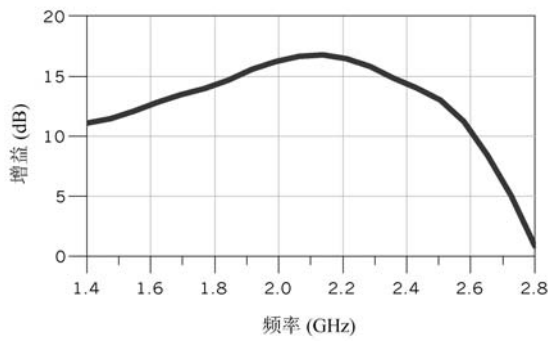


图 8 增益的频率特性

本文还对放大器的温度特性进行了仿真。图 9 显示了器件结温从-25℃到 175℃输出功率变化，在 200℃的温度变化下，饱和输出功率下降不到 3dB，1dB 功率压缩点处的变化仅 1.5dB。

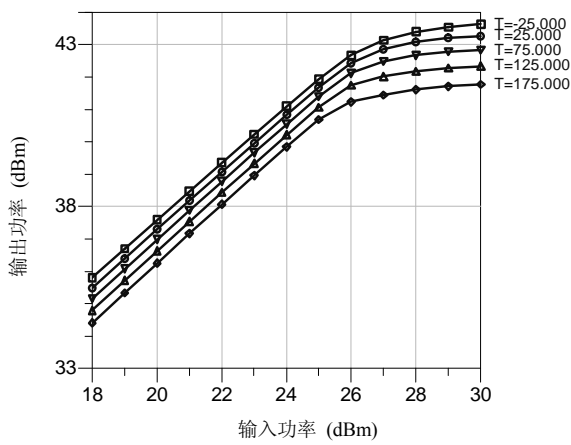


图 8 增益的频率特性

4 结束

本文使用 GaN HEMT 器件设计了微波功率放大器。此放大器中心频率在 2.14GHz 处有 20W 的饱和输出功率, 3dB 带宽 600MHz。本文还在输出匹配网络中, 对高次谐波进行了抑制, 1dB 压缩点处, 2 次 3 次谐波抑制制度达 50dBc 以上。

结果表明, GaN 器件拥有高效率、高增益、高功率密度、宽带宽、温度稳定性好等特性, 作为固态微波功率放大器, 有着非常大的发展前景。

参 考 文 献

- [1] J.W. Palmour, J.W. Milligan, J. Henning, S. T. Allen, A. Ward, P. Parikh, R. P. Smith, A. Saxler, M. Moore, and Y. Wu, "SiC and GaN based transistor and circuit advances," in Proc. GAAS'04, Amsterdam, The Netherlands, 2004, pp. 555-558.
- [2] R. J. Trew, "Wide bandgap semiconductor transistors for microwave power amplifiers," IEEE Microwave Magazine, vol. 1, Mar. 2000, pp. 46-54
- [3] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington and etc., "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, March 2002, pp. 814-826
- [4] A. Sayed, G. Boeck, "Two-stage ultrawide-band 5-W power amplifier using SiC MESFET," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, July 2005, pp. 2441-2448
- [5] F. van Raay, R. Quay, R. Kiefer, F. Benkhelifa, B. Raynor and etc., "A Coplanar X-Band AlGaIn/GaN Power Amplifier MMIC on s.i. SiC Substrate," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, No. 7, JULY 2005, pp. 460-462
- [6] D. M. Fanning, L. C. Witkowski, C. Lee, D. C. Dumka, H. Q. Tserng, P. Saunier, W. Gaiewski, E. L. Piner, K. J. Linthicum, and J. W. Johnson, "25 W X-Band GaN on Si MMIC," in Proc. GaAs Conf., 2005, pp. 8.

A Microstrip Pseudo-Elliptic Function Filter with Square Open-Loop Resonators

Yuan Liu Zhigang Wang Bo Yan Ruimin Xu

(School of Electrical Engineering, University of Electronic Science and
Technology of China Chengdu, 610054, China)

Abstract: A four poles pseudo-elliptic function microstrip bandpass filter with square open-loop resonators is designed in this paper. Compared with traditional planar filters, such as parallel coupling filter, microstrip bandpass filter which has pseudo-elliptic function response has preferable frequency selectivity and low insertion loss, moreover, very small area. Full-wave simulator is used to design and analyze resonator and filter.

Keywords : bandpass filter; pseudo-elliptic; square open-loop; coupling coefficient; coupling matrix.

I Introduction

In recent years, as modern wireless communication is developing rapidly, especially satellite and microwave communication technology, high performance filter with preferable frequency selectivity and low insertion loss is getting more and more in demand. Traditional planar filters, such as parallel coupling and interdigital filter would be fabricated because of printed circuit technology with low cost, however, this kind of filter has undesirable selectivity and insertion loss, moreover the size is too large to insert into modern communication system, especially when increasing order of resonators.

In this paper, we present a microstrip bandpass filter with pseudo-elliptic function response. The whole filter consists of a cascade of square open-loop resonators. The square open-loop resonators make an important contribution to the size reduction as shown in Fig. 2, which give more than 50% size reduction compared with parallel coupling filter as in [3][4]. And this kind of filter demonstrates simpler structure, which requires no grounding. Moreover, the square open-loop resonators are more flexible to fabricate a variety of cross-coupling configurations which would realize pseudo-elliptic function response filter described as follows.

It is well known that the optimal solution to in-band insertion loss and out-of-band rejection characteristics for given filter order is that filter response exhibits ripple in both passband and stopband like elliptic function response. Such pseudo-elliptic function response can be achieved by cross coupling between nonadjacent resonators. The coupling scheme employed to realize the four poles filter is shown in Fig. 1. Those cross coupling gives signal alternative paths between the input and output ports. According to the phase of signal, the ultimate effect would cause attenuation poles at finite frequencies or group delay flattening. Full canonical filter is able to realizing “N” finite

frequency transmission zeros for an Nth-order filter. According to the coupling scheme, we present a four poles pseudo-elliptic response filter. Section II analyzes coupling structure and coefficient. Section III investigates the theory of coupling matrix. In section IV, filter configuration and result is presented.

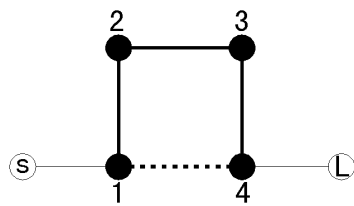


Figure1 Coupling scheme of four poles filter

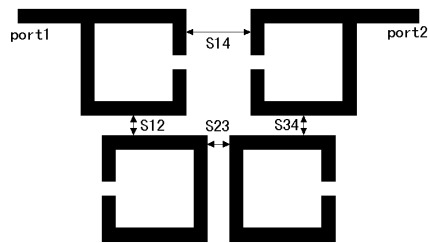


Figure2 Layout of four poles pseudo-elliptic filter

II Analysis Of Coupling Structure And Coefficient

The square open-loop resonator shown in Fig. 2 is evolved from half wavelength open microstrip resonator. This means that the resonator has odd mode fundamental resonance. In designing the resonator, characteristic impedance of resonator should be set to 50Ω by changing the width of the microstrip, and gap and width should be extended to extremes in order to reduce the size of filter. So compared with parallel coupling filter, the square open-loop resonator is $\lambda_{g0}/4 * \lambda_{g0}/4$, causing more than 50% size reduction.

The key factors to realize the direct and cross coupling is to determine the different kinds of coupling coefficient and matrix, which we will analyze and investigate in this paper as follow.

The coupling coefficient and matrix are independent of frequency designing target, dielectric substrate and physical composition, so it is convenient to use coupling coefficient and matrix theory to accomplish filter design. There are three basic coupling structures as shown in Fig. 3. Each of coupling structure derives from a pair of identical square open-loop resonators which have a spacing s and may or may not an offset d . The coupling in these three coupling structures is basically gained through fringe fields: electric field, magnetic field or both of them. The fringe field has exponential decay character outside the region, so electric coupling could reach maximum where the electric field is strongest, and magnetic coupling could reach maximum where the magnetic field is strongest. The electric coupling structure could be obtained by proximately put the open side of two resonators together as shown in Fig. 3(a), while the magnetic coupling structure could be obtained by

proximately put the other side of two resonators together as shown in Fig. 3(b). And the mixed coupling structure which coupling is gained through both electric and magnetic fringe fields could be obtained put the two resonators together as Fig. 3(c) shown.

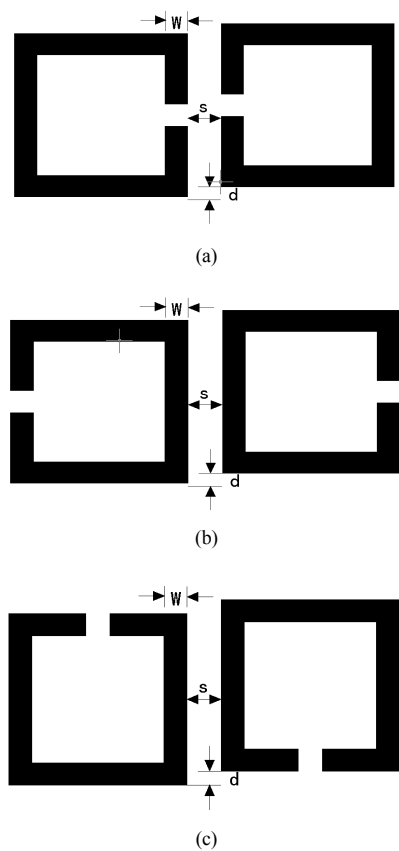


Figure3 Basic coupling structure of square open-loop resonator
(a)electric coupling (b)magnetic coupling (c)mixed coupling

Each resonator has its own dominant resonant peak. When a pair resonator is placed according to coupling structures, frequency shift of two dominant resonant peaks occurs. Let f_1 to be the lower resonant peak, and f_2 to be the higher one. The coupling can be determined by coupling coefficient K_{ij} , which can be gained from the two dominant resonant frequencies as in (1). Relatively speaking, the plus sign in (1) means that the coupling structure strengthen energy storage, the minus sign means weaken energy storage.

$$K_{ij} = \pm \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \tag{1}$$

3-D simulator is used to analyze the two dominant resonant peaks and calculate the coupling coefficient K_{ij} in transmission response. Shown in Fig. 4 are the computed coupling coefficients for different spacing s . It seems that the coupling is stronger for smaller s , and the magnetic coupling is strongest whereas the electric coupling is the weakest for the same spacing s .

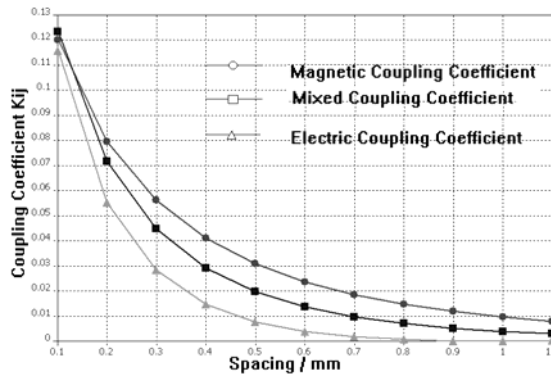


Figure4 Coupling coefficient for three coupling structures

III Investigation Of Theory Of Coupling Matrix

The transmission function of filter is in (2)(3)(4) as follow:

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_N^2(\Omega)} \quad (2)$$

$$|S_{11}(\Omega)|^2 = 1 - |S_{21}(\Omega)|^2 \quad (3)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{-(L_R/10)} - 1}} \quad (4)$$

Ω is normalized frequency, ε in (4) is ripple factor, and L_R in is return loss. The characteristic function of high selectivity filter can be express as (5)

$$F_N(\Omega) = \frac{P_N(\Omega)}{D_N(\Omega)} = \frac{P_N(\Omega)}{\prod_{n=1}^N (1 - \frac{\Omega}{\Omega_n})} \quad (5)$$

As show above, the poles Ω_n of $F_N(\Omega)$ is transmission zeros of filter, and the zeros of $F_N(\Omega)$ is transmission poles of filter, this means that when $\Omega = \pm \Omega_n$ ($\Omega_n > 1$), the two frequencies points have attenuation poles. Moreover, $P_N(\Omega)$ has relationship with transmission zeros Ω_n , so we can get transmission zeros from filter designing target and $P_N(\Omega)$ from the relationship. Finally $F_N(\Omega)$, S_{21} and S_{11} can be fixed. The filter with all the transmission zeros $\Omega_n \rightarrow \infty$ becomes Chebyshev response filter. It is clear that response in passband is good while attenuation poles decreasing, whereas response in stopband is good while attenuation poles increasing.

The external Q and coupling coefficients can be obtained as in (6)

$$\begin{aligned} Q_{ei} &= Q_{eo} = C_1 / FBW \\ M_{n,n-1} &= M_{N-n,N-n+1} = \frac{FBW}{\sqrt{C_n C_{n+1}}} \quad (n = 1 \sim N/2) \\ M_{m,m+1} &= \frac{FBW * J_m}{C_m} \quad (m = N/2) \\ M_{m-1,m-2} &= \frac{FBW * J_{m-1}}{C_{m-1}} \quad (m = (N-1)/2) \end{aligned} \quad (6)$$

FBW in (6) is fractional bandwidth, J is characteristic admittance, C is capacitance and N is

order of filter. Other methods to obtain the coupling matrix such as similarity transformation method, rotation transformation method and optimize method are widely used. These methods have respective properties of their own. Synthesize method could obtain coupling matrix exactly, however could not deal with all types of coupling scheme well. Optimize method promises the capability of handling different kinds of coupling scheme, but may be result poor accuracy.

By operating the original coupling matrix, the final coupling matrix could be obtained. Then, by using the equations (7)(8), which are described in [1][4].

$$\begin{aligned} [A] &= [\Omega * U - jR + M] \\ &= \begin{bmatrix} \Omega - jR_1 + M_{11} & M_{12} & \dots & M_{1N} \\ M_{21} & \Omega + M_{22} & \dots & M_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{N1} & M_{N2} & \dots & \Omega - jR_N + M_{NN} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} S_{21}(\Omega) &= 2\sqrt{R_1 R_N} i_N = -2j\sqrt{R_1 R_N} [A^{-1}]_{N,1} \\ S_{11}(\Omega) &= 1 - 2R_1 i_1 = 1 + 2jR_1 [A^{-1}]_{1,1} \end{aligned} \quad (8)$$

$R_1 R_N$ in (7)(8) is loading resistors, which represent the characteristic of source and load. With the value of coupling coefficient M_{ij} and loading resistors, which obtain by the method given above or synthesis method and optimize method, we can obtain a pseudo-elliptic function response filter with required characteristic.

IV Filter Configuration Result

The fabrication of filter is determined on a dielectric substrate with $\epsilon_r=9.8$ and thickness of 0.254 mm as shown in Fig. 2. The center frequency f_0 is 9.5 GHz and the fractional bandwidth is about 10%. The attenuation poles in stopband can be realized by cross coupling between resonator 1 and 4, resulting $K_{14} \neq 0$. The minus sign of K_{14} means that the magnetic coupling between resonator 1 and 4 weaken energy storage compared with electric and mixed coupling. The coupling matrix can be computed by equation given above or synthesized using the method described in [5]. Thus, the coupling matrix is found in (8)

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 0.0865 & 0 & -0.0120 \\ 0.0865 & 0 & 0.0743 & 0 \\ 0 & 0.0743 & 0 & 0.0865 \\ -0.0120 & 0 & 0.0865 & 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

Furthermore, using the relation between coupling coefficient and spacing s as shown in Fig. 4, the detail configuration of filter with pseudo-elliptic response is determined by coupling matrix M . Using 3-D simulator, Fig. 5 shows the response characteristic of filter with requirements described above. Transmission zeros in simulation result is not located symmetrically due to a frequency-dependent cross coupling described in [2].

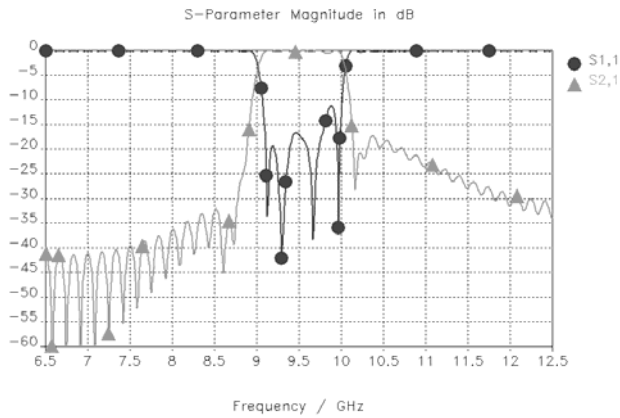


Figure5 Simulated response characteristic of filter

V Conclusion

In this paper, we present the design of bandpass filter with pseudo-elliptic response using square open-loop resonators. The design is based on the theory of coupling matrix and knowledge of coupling coefficient. This pseudo-elliptic response is realized by cross coupling, and there are three types of coupling structures of a pair of square open-loop resonators. Compared with conventional filters, filter with pseudo-elliptic response has optimal performance in both passband and stopband, whiling considering the configuration.

Acknowledgment

The authors wish to thank the reviewers for their positive suggests and comments on this paper.

References

- [1] Chan-Soo Ahn, Juseop Lee and Yong-Sik Kim, "Design Flexibility of an Open-Loop Resonator Filter Using Similarity Transformation of Coupling Matrix", IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 15, no, 4, pp. 262-264, April 2005.
- [2] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters", IEEE Trans. Micriowave Theory Tech, vol. 45, no. 12, pp. 2358-2365. Dec. 1997.
- [3] Jen-Tsai Kuo, Ming-Jyh Maa and Ping-Han Lu, "A Microstrip Elliptic Function Filter with Compact Miniaturized Hairpin Resonators", IEEE Microwave and guided wave letters, vol. 10, no. 3, pp. 94-95, March 2000.
- [4] Jia-Sheng Hong and Michael J. Lancaster, "Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planner Microwave Filters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 44, no. 12, pp. 2099-2109, Dec. 1996.
- [5] Ali E. and Albert E. Williams, "Narrow-Bandpass Waveguide Filters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-20, no. 4, pp. 258-265, April 1972.

毫米波超宽带集成开关滤波组件

赖邱亮 徐锐敏 王志刚

(电子科技大学 微波工程系, 四川成都 610054)

摘要: 本文介绍了一种新型毫米波超宽带滤波组件。整个组件由五个三线耦合滤波器和两个开关单片构成, 利用单刀五掷开关快速切换来实现通道选择, 可实现 18 到 40GHz 频率范围内的开关滤波。偏离通道带边频率 8GHz 处可实现抑制度大于 40dB 的抑制度, 通道内插入损耗小于 3dB, 通道切换速度小于 100ns, 通道间隔离度大于 40dB。

关键词: 毫米波, 超宽带, 三线耦合, 开关滤波

Millimeter Wave Ultra-Wideband Integrated Switched Filter Bank Module

Qiuliang Lai Ruimin Xu Zhigang Wang

(Microwave Engineering Department, UESTC, Chengdu 610054)

Abstract: This paper presents a new type of millimeter wave ultra-wideband integrated switched filter bank module. The module consists of five three couple line filters and two MMIC switches, and the function of selecting channel is realized by the MMIC switches, thus this module can accomplish switching and filtering functions across the entire band form 18 to 40GHz. The rejections at 8GHz outside of pass band are more than 40dB, and insert loss less than 3dB. The changing time form one channel to anther is less than 100ns, and the isolation between two neighbor channels is more than 35dB.

Keywords: millimeter wave, ultra-wideband, three coupled ling, switched filter

1 引言

毫米波频段是目前军事电子技术发展的主要频段, 广泛应用于导弹精确制导, 雷达, 保密通信, 电子对抗和测试技术等方面。特别是现在的电子战环境都在朝着密集化、复杂化、频率越来越高、占用电磁频谱越来越宽的方向发展, 信号的密度越来越高, 如何实现超宽带电子对抗已经引起了国内外研究者的极大关注, 而作为超宽带电子对抗组件的关键部分——超宽带滤波组件在电子对抗中演着的极其重要的角色^{[1][2]}。

由于传统的平行耦合滤波器用到毫米波段存在随着频率的升高, 滤波器相对带宽变窄以后耦合带线间间距增大, 进而导致滤波器的辐射损耗增大, 使得整个滤波器的插入损耗大大增大, 若用于宽带滤波器设计则线间间距太小, 对加工精度要求高, 而且单元之间仅存在一个耦合, 滤波器长度也较长, 进而损耗也较大, 同时其输入与输出端口也不在同一直线上不便于与开关集成; 而传统的三线耦合滤波器虽然在相同的级数情况下其长度小于平行耦合滤波器, 但由于其单个谐振单元内存在不连续性, 设计参数较多, 导致其设计难度较大、加工

精度要求也比较高，同时由于单个谐振单元内的不连续性导致其本身也会带来一定的损耗，也不便于应用的开关滤波组件当中。

本文采用新型三线藕合滤波器结构解决了传统带线平行边缘藕合滤波器对加工精度依赖性过高、输入/输出端口位置不在同一直线上的缺点，进而使各个滤波器便于与开关单片集成，同时各个谐振单元内部不存在不连续性减小对加工精度的要求、减小了由于不连续性引入的损耗，大大减小了系统设计的设计难度。

2 滤波器组件设计原理

滤波组件结构原理图如图 1 所示，该滤波组件由五个三线藕带通滤波器构成。采用介电常数为 9.8，基片厚度为 0.254mm 的 AL2O3 介质基片，这种基片具有加工精度高的特点。滤波器输入输出分别接入两个单刀五掷开关进行通道选择。单刀五掷开关转换速度 14ns，插入损耗小于 1.5dB，隔离度大于 40dB。组件设计指标如表 1 所示。

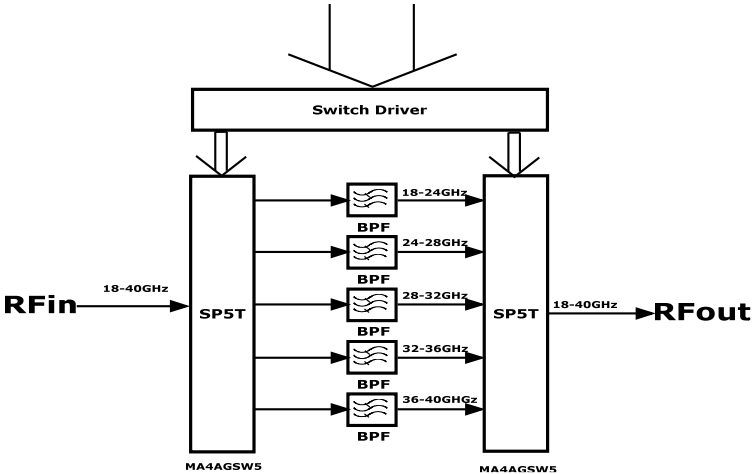


图 1 滤波组件结构原理图

表 1 滤波组件技术指标

Parameter		Specification
Frequency Range		18-40GHz
Chanel		CH1:18-24GHz CH2:24-28GHz CH3:28-32GHz CH4:32-36GHz CH5:36-40GHz
Rejection	CH1:>32GHz	>35dB
	CH2:>36GHz	>40dB
	CH3:>40GHz	>40dB
	CH4:<24GHz	>40dB
	CH5:<28GHz	>40dB
Insert Loss		<8dB
VSWR		2.0:1 max
Control		TTL Signal

3 滤波器分析与设计

三线耦合滤波器的设计方法在很多文献中^{[3][4][6][9]}已经有详细的阐述，其主要思路是将三线结构的六端口网络等效为现有的二端口网络参数，进而利用传统平行耦合带线滤波器的设计方法进行滤波器的设计，等效变换思路如图 2 所示，图 2 中 (a) 图为原型几何结构，(b) 为等效电路，c 为进一步等效电路。现将其设计方法归纳如下：

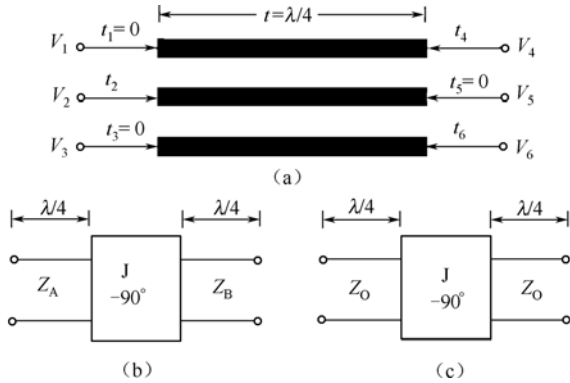


图 2 三线结构等效电路变换

(1) 利用谱域法^[7]计算三线平行耦合结构的分布参数电感矩阵 $[L]$ 、电容矩阵 $[C]$ ，通过以上两个矩阵得到三线平行耦合结构的本征电压矩阵 $[M_v]$ ^[6]；

$$[M_v] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ m_1 & 0 & -m_3 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 $[M_v]$ 的列矢量为电感矩阵 $[L]$ 与电容矩阵 $[C]$ 积的本征电压矢量。

(2) 利用本征电压矩阵建立端口电压与端口电流之间的关系：

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_a & Z_b \\ Z_b & Z_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 $[V_a] = [V_1 \ V_2 \ V_3]^T$, $[V_b] = [V_4 \ V_5 \ V_6]^T$, $[I_a] = [I_1 \ I_2 \ I_3]^T$ 和 $[I_b] = [I_4 \ I_5 \ I_6]^T$ 。 Z_a 和 Z_b 由以下两个等式确定：

$$[Z_a] = [M_v] \text{diag}[-jZ_{mi} \cot \theta_i] [M_v]^T \quad (3)$$

$$[Z_b] = [M_v] \text{diag}[-jZ_{mi} \csc \theta_i] [M_v]^T \quad (4)$$

$\theta_i = \beta_i l$ 为第 i 种传输模式的电长度， Z_{mi} 由以下两给出：

$$Z_{m1} = \frac{Z_{01}}{m_1^2 + 2} \quad (5)$$

$$Z_{m3} = \frac{Z_{03}}{m_3^2 + 2} \quad (6)$$

通过选定不同的耦合线线宽与耦合间距可得到不同耦合线线宽与耦合间距下的 $m_1 Z_{m1}$ 和 $m_3 Z_{m3}$ ，进而得到它们的关系曲线。

(3) 假设三线结构的三种传输模式的电长度相等且均等于 $\frac{\pi}{2}$, 即 $\theta_i = \beta_i l = \frac{\pi}{2}$, 对比图 2 中的 a 图与 b 图的阻抗参数可得到以下几个等式:

$$m_1 Z_{m1} - m_3 Z_{m3} = JZ_A Z_B \quad (7)$$

$$m_1^2 Z_{m1} + m_3^2 Z_{m3} = Z_A (J^2 Z_A Z_B + 1) \quad (8)$$

$$Z_{m1} + Z_{m3} = Z_B (J^2 Z_A Z_B + 1) \quad (9)$$

其中令 $Z_0^2 = Z_A Z_B$, 则图 2 中的 b 图进一步等效为图 (c)。式 (8) 和式 (9) 相乘进一步进似可得:

$$m_1^2 + m_3^2 \approx 2m_1 m_3 \quad (10)$$

进而可得:

$$m_1 Z_{m1} + m_3 Z_{m3} \approx Z_0 (J^2 Z_0^2 + 1) \quad (11)$$

根据滤波器的技术指标选定所需要的低通原型参数^{[5][10]}, 进而可以确定 JZ_0 , 确定 JZ_0 以后通过式 (7) 和式 (8) 可以求出 $m_1 Z_{m1}$ 和 $m_3 Z_{m3}$:

$$m_1 Z_{m1} \approx (Z_0 / 2)(J^2 Z_0^2 + JZ_0 + 1) \quad (12)$$

$$m_1 Z_{m1} \approx (Z_0 / 2)(J^2 Z_0^2 + JZ_0 + 1) \quad (13)$$

得到 $m_1 Z_{m1}$ 和 $m_3 Z_{m3}$ 后查第 2 步所得到的曲线可得到耦合线宽及耦合间距。

由以上方法得到滤波器原型的单个谐振单元之中存不一个不连续性, 如图 3 所示。

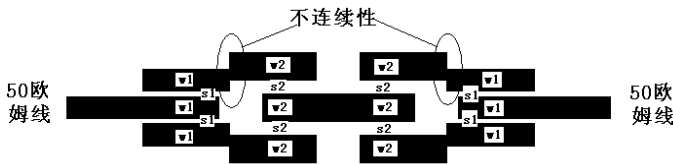


图 3 传统三线耦合结构

为消除不连续性及减少几何参数现提出如图 4 的几何结构。由于这种结构中的谐振单元采用了相同线宽, 进而引起滤波器性能的急剧恶化, 但通过引入匹配支节以后, 可以较好的实现滤波性能。

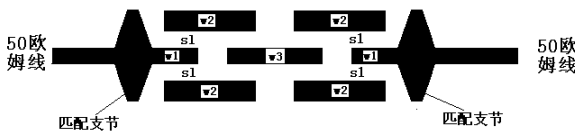


图 4 改进型三线耦合结构

4 开关滤波组件设计

由以上理论分析可以得到滤波器的初始原型参数, 而后通过三维全波分析软件 HFSS 进滤波器仿真及其优化, 最后得到可以加工的滤波器, 现将五个通道的滤波器仿真结果归纳如下:

CH1:

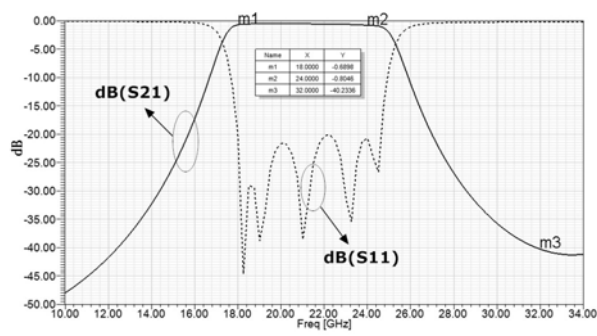


图 5 通道 1 设计结果

整个通带内回波损耗大于 20dB，插入损耗小于 1dB，在 32GHz 处抑制大于 40dB，完全满足设计指标要求。

CH2:

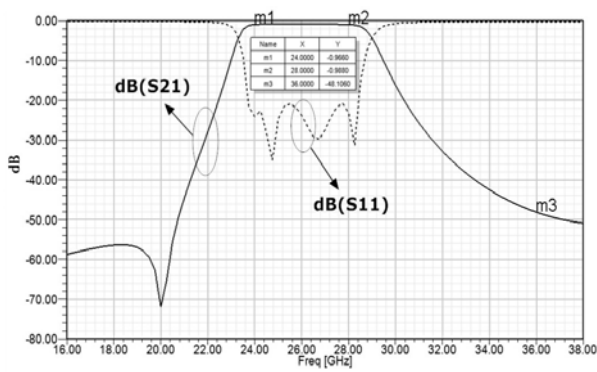


图 6 通道 2 设计结果

整个通带内回波损耗大于 20dB，插入损耗小于 1dB，在 36GHz 处抑制大于 48dB，完全满足设计指标要求。

CH3:

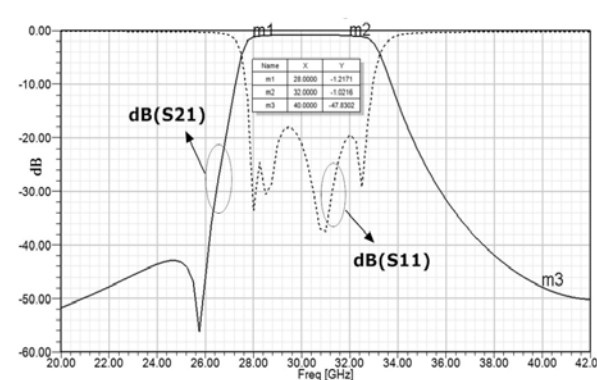


图 7 通道 3 设计结果

整个通带内回波损耗大于 20dB，插入损耗小于 1dB，在 40GHz 处抑制大于 47dB，完全满足设计指标要求。

CH4:

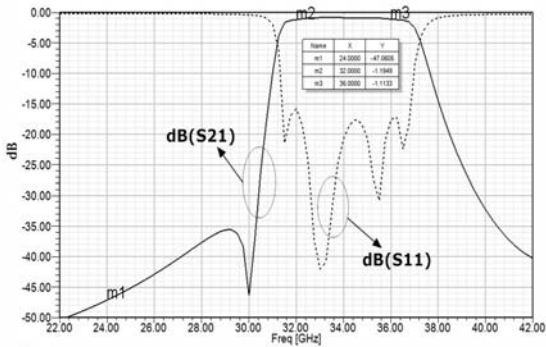


图 8 通道 4 设计结果

整个通带内回波损耗大于 16dB，插入损耗小于 1dB，在 24GHz 处抑制大于 47dB，完全满足设计指标要求。

CH5:

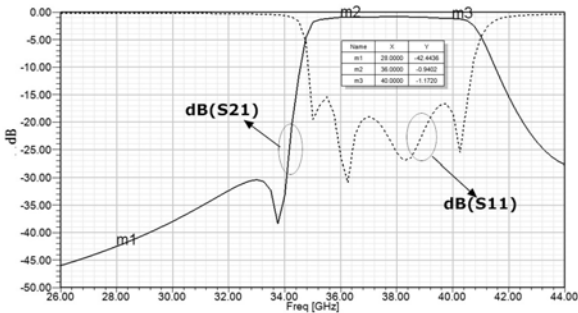


图 9 通道 5 设计结果

整个通带内回波损耗大于 16dB，插入损耗小于 1dB，在 28GHz 处抑制大于 42dB，完全满足设计指标要求。

由以上结果可以看出所设计的滤波器完全满足设计指标要求，但当它们与单片开关组成滤波组件时，由于通道间的泄漏，滤波器之间会相互影响，从而致使各通道滤波器性能恶化，从实际经验上讲，各通之间道隔离度大于 20dB 时，通道间影响较小，因此在选择开关时，开关的隔离度越大越好。本文所采用的开关其隔离度大于 38dB。除此以外，由于单刀五掷开关的输入输出端口间距太小，进而要采取一定的措施进行输入输出端口之间的隔离，为此在各开关输出与输入端口两旁加入金属化通孔以加大隔离，同时在设计腔体时，上盖板进凸起化，以实现较好的分腔隔离，具体采取措施如图 10 所示。

采用以上方法可实现通道间隔离度大于 35dB，接入滤波器后两个背靠背式开关可实现通道间隔离度大于 60dB，完全满足组件设计要求。

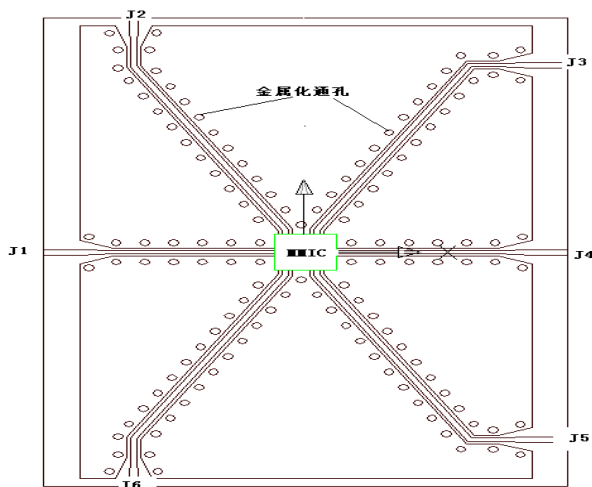


图 10 单片装配图

5 结束语

通过对传统三线耦合滤波器的改进，大大减小了滤波器的设计难度，减小了滤波器对加工精度的要求，较好的实现了设计指标要求。同时在滤波组件的设计过程中充分考虑到空间电磁泄漏的影响，采用了一系列有效的措施，进而保证了设计的可靠性。此滤波组件适用于超宽带电子对抗组件的低噪声接收前端与发射前端的杂散抑制。

参 考 文 献

- [1] 李进, 董衡, 陶凤源, “超宽带雷带的军事应用及发展趋势”《国防科技》 2005.6 Pages:31-34.
- [2] 姚广锋, 王希岭, “超宽带雷达特性及其应用”《地面防空武器》2006.2 Pages:31-33.
- [3] Jen-Tsai Kuo, Eric Shih, "Wideband bandpass filter design with three-line microstrip structures" Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International Volume 3, 20-25 May 2001 Page(s):1593 - 1596 vol.3
- [4] Jen-Tsai Kuo, Eric Shih, "Wideband bandpass filter design with three-line microstrip structures" Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -Volume 149, Issue 56, Oct.-Nov. 2002 Page(s):243 - 247
- [5] David M.Pozar, “Microwave Engineering “ second edition. John Wiley&Sons,1998.
- [6] Rajesh Mongia, Inder Bahl, Prakash Bhartia, “RF and Microwave Coupled-Line Circuits” Artech House ,1999 Page(s): 477-485
- [7] Jen-Tsai Kuo, “Accurate quasi-TEM spectral domain analysis of single and multiplecoupled microstrip lines of arbitrary metallization thickness” IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol.43,No.8, 1995 Pages:1881-1188
- [8] S.YAMAMOTO, T.AZAKAJMI, K.ITAKURA, “Coupled Strip Transmission Line With Three Center Conductors” IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol.MTT-14,No.10, 1966 Pages:446-461.
- [9] Dimitrios Pavlidis, Hans L.Hartnagel, “The Design and Performance of Three-Line Microstrip Couplers” IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol.MTT-24,No.10, 1976 Pages:631-640.
- [10] Jia-Sheng Hong, M.J.Lancaster, “Microstrip Filters for FR/Microwave Applications” JOHN Wily&Sons, INC,2001 Pages:127-129.

220GHz高方向性天线设计

王学田 房丽丽 张 哲 袁 勇

(北京理工大学信息学院 100081)

摘 要: 太赫兹频段的开拓正成为世界各国研究的热点之一。本文首先概述了太赫兹技术的概念; 然后针对 220GHz 高方向性天线的设计要求, 给出了角锥喇叭天线设计方案和卡式格伦设计方案的仿真结果, 卡式格伦设计方案仿真结果表明满足设计要求。

1 太赫兹技术概念

电磁波具有极其宽广的频谱, 其波长范围达 10^{10} 倍。其中波长介于 $1\sim0.2\text{mm}$, 相应频率为 $200\sim3000\text{GHz}$ 的电磁波称为太赫兹波, 在无线电物理领域称为亚毫米波 (SMMW), 在光学领域则习惯称之为远红外 (FIR)。从频谱分布来看, 亚毫米波的低端与毫米波的高端相连, 而高端则和红外、光波相接。由此可以断定, 本领域必然兼容微波、光波两门技术学科的理论、研究方法和技术, 并将逐渐发展成为一门知识密集和技术密集的综合性分支学科(见图 1)。太赫兹 (THz) 技术之所以引起广泛的关注, 是由于 THz 脉冲光源与传统光源相比具有很多独特的性质, 其中包括: (1) 瞬态性: THz 脉冲的典型脉宽在皮秒量级, 不但可以方便地进行时间分辨的研究, 而且通过取样测量技术, 能够有效地抑制背景辐射噪音的干扰。目前, 辐射强度测量的信噪比可大于 10^{10} 。(2) 宽带性: THz 脉冲源通常只包含若干个周期的电磁振荡, 单个脉冲的频带可以覆盖从 GHz 至几十 THz 的范围。(3) 相干性: THz 的相干性源于其产生机制。它是由相干电流驱动的偶极子振荡产生, 或是由相干的激光脉冲通过非线性光学差频变换产生。(4) 低能性: THz 光子的能量只有毫电子伏特, 因此不容易破坏被检测的物质。这些特点决定了 THz 技术存在的价值, 并可以预见其巨大的应用潜能。

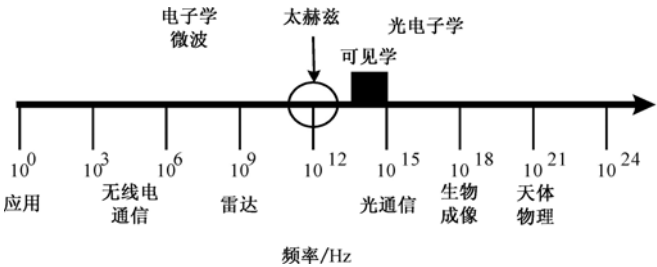


图 1 电磁波谱

电磁光谱在太赫兹区域几乎是最难捉摸的。在电磁光谱上, 太赫兹波段两侧的红外和微波辐射技术已经非常成熟, 但是太赫兹技术却和邻近波段上的这些成熟技术很不相称。从太赫兹辐射研究的历史上看, 虽然至少 20 世纪 20 年代就有人对太赫兹产生了浓厚的科学上的兴趣, 但是由于它夹在微波和红外线中间, 在技术上它夹在传统的微波技术和光学技术中间,

所以相当长一段时间很少有人问津电磁波谱的这一波段，以至于形成远红外线和亚毫米波空白区，也就是太赫兹空白区。早期人们对太赫兹辐射研究的兴趣主要是来源于大气对太赫兹波的强吸收，因此太赫兹光谱技术主要是被化学家和天文学家用于研究一些简单分子的转动和振动的光谱性质以及热发射线。但是在过去的 20 年中，太赫兹技术已经发生了深刻的变革。随着新的材料技术提供了新的更高功率的发射源，太赫兹技术已经被证明在更加深入的物理研究以及实际应用中有广阔的应用前景。由于和半导体、制药、加工、空间以及国防工业密切相关，太赫兹技术成为一个非常有吸引力的研究领域。近来的一些新的进展更加扩展了太赫兹技术的应用前景。

这一领域的研究意义，首先在于它填补了电磁波谱中微波与红外之间的过渡区，进一步完善了人们对电磁辐射现象的深刻认识；其次，由于许多物质的转动和振动波谱均落在这一波段，因而深入研究亚毫米波的产生、探测以及它和其它物质的相互作用规律，必然会推动科学技术的发展；第三，它有着广泛的应用领域和美好的应用前景，与其它电磁波段相比较有其独特的优点和长处，在很多方面甚至是其它波段不可取代的。所以，对亚毫米波频谱资源的开发应用必将造福于人类，促进社会的文明与进步。

2 设计要求

天线是一切无线收发系统的关键部件之一。根据系统要求，220GHz 高方向性天线设计要求为：

- (1) 工作频率：220GHz±5GHz；
- (2) 主瓣宽度：≤0.8°；
- (3) 驻波系数：≤1.5；
- (4) 副瓣电平：≤-17dB。

3 角锥喇叭天线设计方案的仿真

角锥喇叭是微波段常用的天线，其结构简单、辐射效率高、加工工艺易实现。我们用矩量法（MOM）结合快速多极子数值仿真算法对其进行了建模仿真，由于其计算量大，在 PC 上对电大尺寸模型的运算有困难，需要在建模时对模型进行优化。由于喇叭天线具有对称性，在建模中采用对称面建模，减小运算量，以增大所能计算的尺寸，计算结果表明，采用对称 E 面 and 对称 H 面能减少约 3/4 的运算量。其计算模型如图 2 所示。

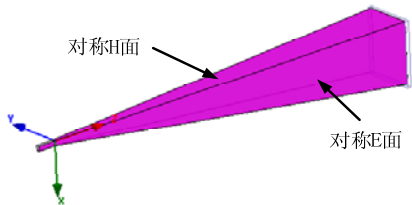


图 2 角锥喇叭仿真计算模型图

图 3 显示在角锥喇叭 E 面张角 20°，H 面张角 25° 时，喇叭长度分别达到 65mm（口径

29.91mm×23.47mm) 时, H 面方向图的主瓣出现了分裂, 这是由于喇叭口面处的相位严重奇变而引起, 减小喇叭张角能够可以得到改善。

改变角锥喇叭模型, E 面张角 14°, H 面张角 16° 时, 分别计算喇叭长度 90mm (口径 26.39mm×22.65mm) 的角锥喇叭天线, 主波瓣宽度约±2.2°。

根据上述仿真计算结果, 结合经典的角锥喇叭计算公式进行估算, 工作在 220GHz 频段, 波瓣宽度≤0.8° 的角锥喇叭天线参数为: 口面尺寸 60.18mm×48.96mm、长度 885.87mm。由于受到计算平台的限制, 这样的喇叭天线无法在 PC 机上进行数值仿真计算, 并且也难以保证是否会由于口面相位奇变产生主瓣分裂。

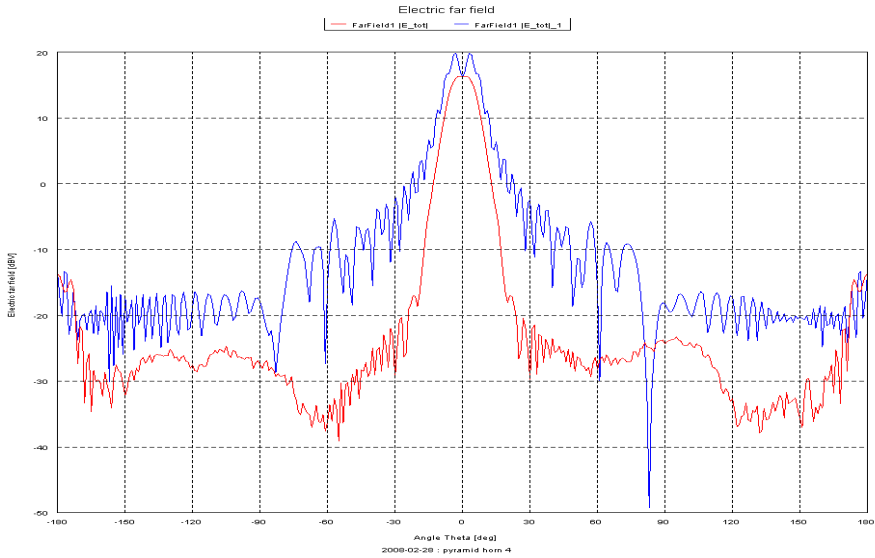


图 3 E 面张角 20°, H 面张角 25°, 喇叭长度 65mm 仿真结果

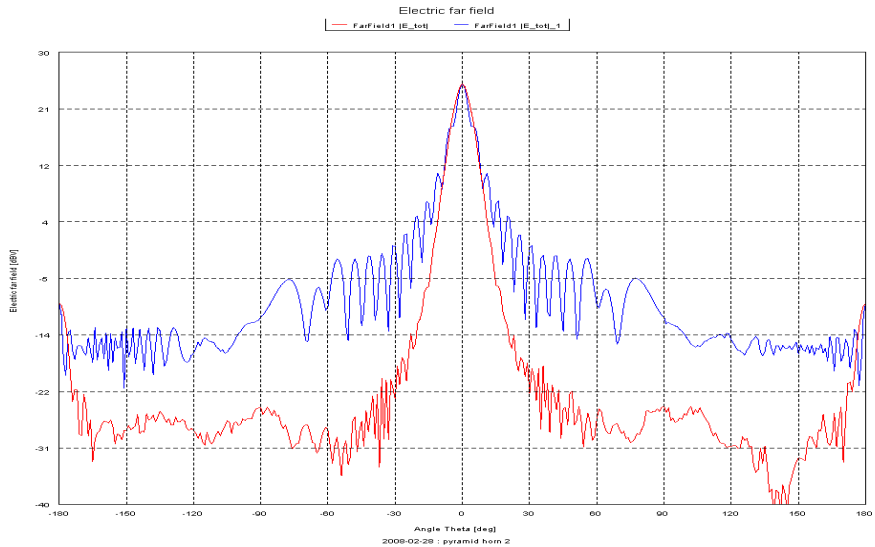


图 4 E 面张角 14°, H 面张角 16°, 喇叭长度 90mm 仿真结果

4 卡式格伦天线设计方案的仿真

卡式格伦天线是微波频段高方向性天线的常用方案，他易于保证反射面上相位的一致性。本方案采用常规的卡式格伦天线设计形式，为了便于设计好后对其进行调整，在结构上设计副反射面纵向位置可以前后调整。

卡式格伦天线设计方案的仿真分别采用了 Ansoft 软件、GRASP 软件和 CHAMP 软件，其中使用 Ansoft 和 CHAMP 完成馈源仿真，仿真结果以球面波展开系数的方式导入到 GRASP 里面作为双反射面的照射馈源。

4.1 馈源仿真

馈源采用矩圆过渡喇叭天线，经仿真优化其参数为：长度 18mm，圆口径 10mm。其方向图和驻波如图 5、图 6 所示。

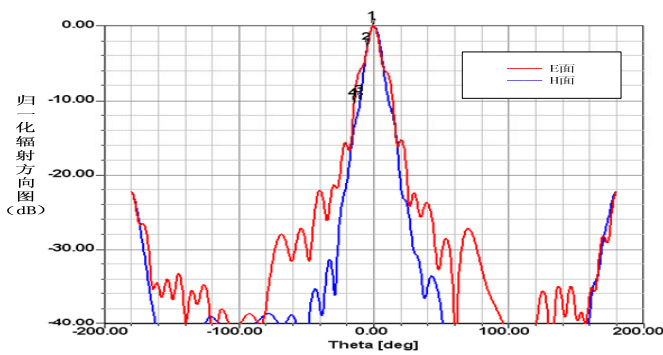


图 5 矩圆过渡喇叭天线 220GHz 方向图

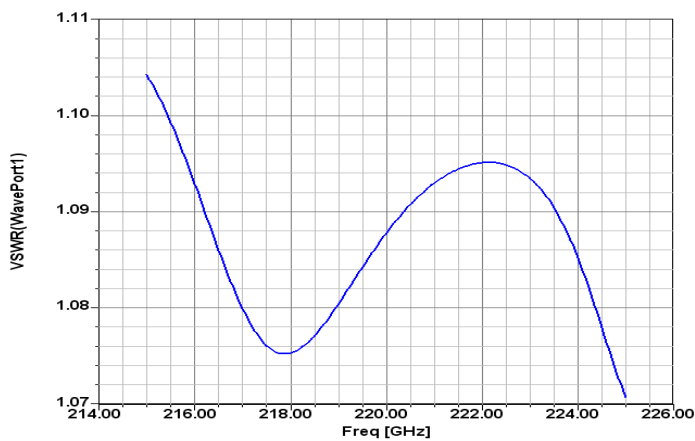


图 6 矩圆过渡喇叭天线 215~225GHz 驻波曲线

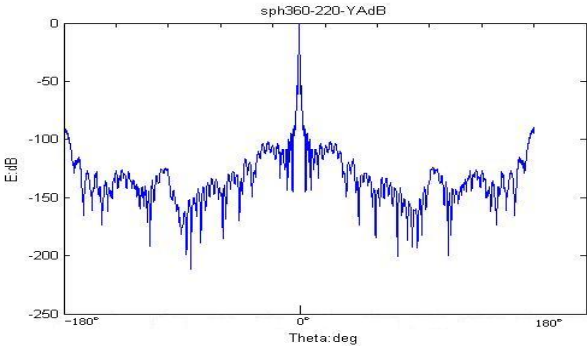
4.2 卡式格伦天线仿真

卡式格伦天线仿真采用 GRASP 软件，GRASP 计算采用 PO+PTD 的方法。计算步骤如下：
(1) 计算馈源照射副面引起的电流分布。根据程序自动收敛判断，将电流采样点在半径

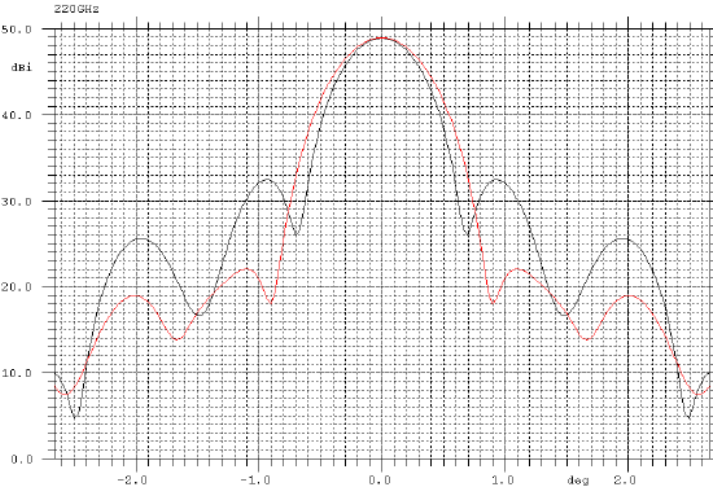
- 方向分割 25 份，在圆周方向分割 55 份。
- (2) 根据副面电流分布计算主面电流分布，同样根据程序自动收敛判断，将电流采样点在半径方向分割 320 份，在圆周方向分割 165 份。
- (3) 根据主面电流分布，积分得到远场方向图。
- (4) 考虑馈源溢出影响，方法是叠加馈源场和副面电流（馈源照射产生）积分得到的辐射场到远场。
- (5) 考虑副面对主面遮挡影响，方法是叠加副面电流（主面照射产生）积分得到的辐射场到远场。
- 按照以上步骤，仿真计算得到 215GHz、220GHz 和 225GHz 三个频率点卡式格伦天线方向图，从中得到主瓣宽度、第一副瓣电平等参数如表 1 所示，其中 220GHz 频率方向图如图 7 所示。

表 1 卡式格伦天线主瓣宽度、第一副瓣电平等参数表

序号	频率（GHz）	E 面/H 面主瓣宽度（°）	第一副瓣电平（dB）
1	215	0.75	-18
2	220	0.75	-17
3	225	0.7	-17



(a) 360° 方向图



(b) 主瓣区域方向图

图 7 卡式格伦天线 220GHz 频率方向图

5 结论

针对 220GHz 高方向性天线的设计要求, 本文通过仿真设计结果的对比分析, 选择了卡式格伦天线设计方案, 该天线工作频率范围、主瓣宽度和驻波系数均满足设计要求。依据设计结果, 经多家精密机械加工企业的努力, 加工出卡式格伦天线如图 8 所示, 正在进行测试验证工作。

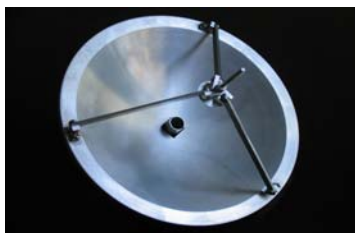


图 8 卡式格伦天线实物照片

参 考 文 献

- [1] 康行健.天线原理与设计. 北京:国防工业出版社, 1995
- [2] Scott C.Modern methods of reflector antenna analysis and design [M]. Boston :Artech House 1990
- [3] 董涛,徐晓文,肖疆. 用 PTD 分析双弯曲反射面天线形变和穿孔的辐射特性. 电子与信息学报,2004,(12)
- [4] 尹家贤,刘克成,刘培国,毛钧杰.用 FDTD 和物理光学混合法分析毫米波抛物面天线.电子学报,2002,(06)
- [5] Robert W. McMillan, C. Ward Trussell, Jr., Ronald A. Bohlander, J. Clark Butterworth, and Ronald E. Forsythe, “An Experimental 225 GHz Pulsed Coherent Radar,” IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 39, NO. 3, MARCH 1991
- [6] ROBERT E. MCI"KISH, RAM M. NARAYANAN, JAMES B. EAD AND DANIEL H. SCHAUBERT, “Design and Performance of a 215 GHz Pulsed Radar System,” IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 36, NO. 6, JUNE 1988
- [7] V. I. Bezborodov, A. A. Kostenko, G. I. Khlopov, and M. S. Yanovski, “QUASI-OPTICAL ANTENNA DUPLEXERS, ” International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 18, No. 7, 1997
- [8] Peter H.Siege11,Peter de Maagt and Amir I.Zaghloul, “ Antennas for Terahertz Applications”, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 123, NO. 2, 2006
- [9] J.F.Johansson,and N.Whyborn,“The Diagonal Horn as a Sub-Millimeter Wave Antenna,” IEEE Trans.MTT,v.40,no.5,pp.795-800,May 1992.
- [10] G.Eleftheriades,W.Ali-Ahmad and G.M.Rebeiz,“A 20-dB quasi-integrated horn antenna,” IEEE Trans.MTT,v.2,no.2,pp.73-75,Feb.1992.
- [11] W.Y.Ali-Ahmad,G.M.Rebeiz,H.Dave,G.Chin,“802 GHz Integrated Horn Antenna Imaging Array,”Int.Journal of Infrared&Millimeter Waves,vol.12,May 1991,pp.481-486.
- [12] F.Zocchi,E.Buratti,H Viskum,K.Van Klooster,“Reconformable reflector for millimeter and submillimetre-wave reflector antennas,” Int.Sym.Ant.&Prop.,v.4,pp.576-579,July 2002.
- [13] Neto,S.Bruni,G.Gerini,M.Sabbadini,“The Leaky Lens:A Broad Band,Fixed Beam Leaky Wave Antenna”IEEE Trans.Ant.and Prop.,v.53,no.10,October 2005.
- [14] G.Valsecchi,J.Eden,G.Grisoni,C.Klooster,L.Fanchi,L.,“High precision electroformed nickel panel technology for sub-millimeter radio telescope antennas,”Int.Sym.Ant.&Prop.,2227 June 2003,pp.124-127.